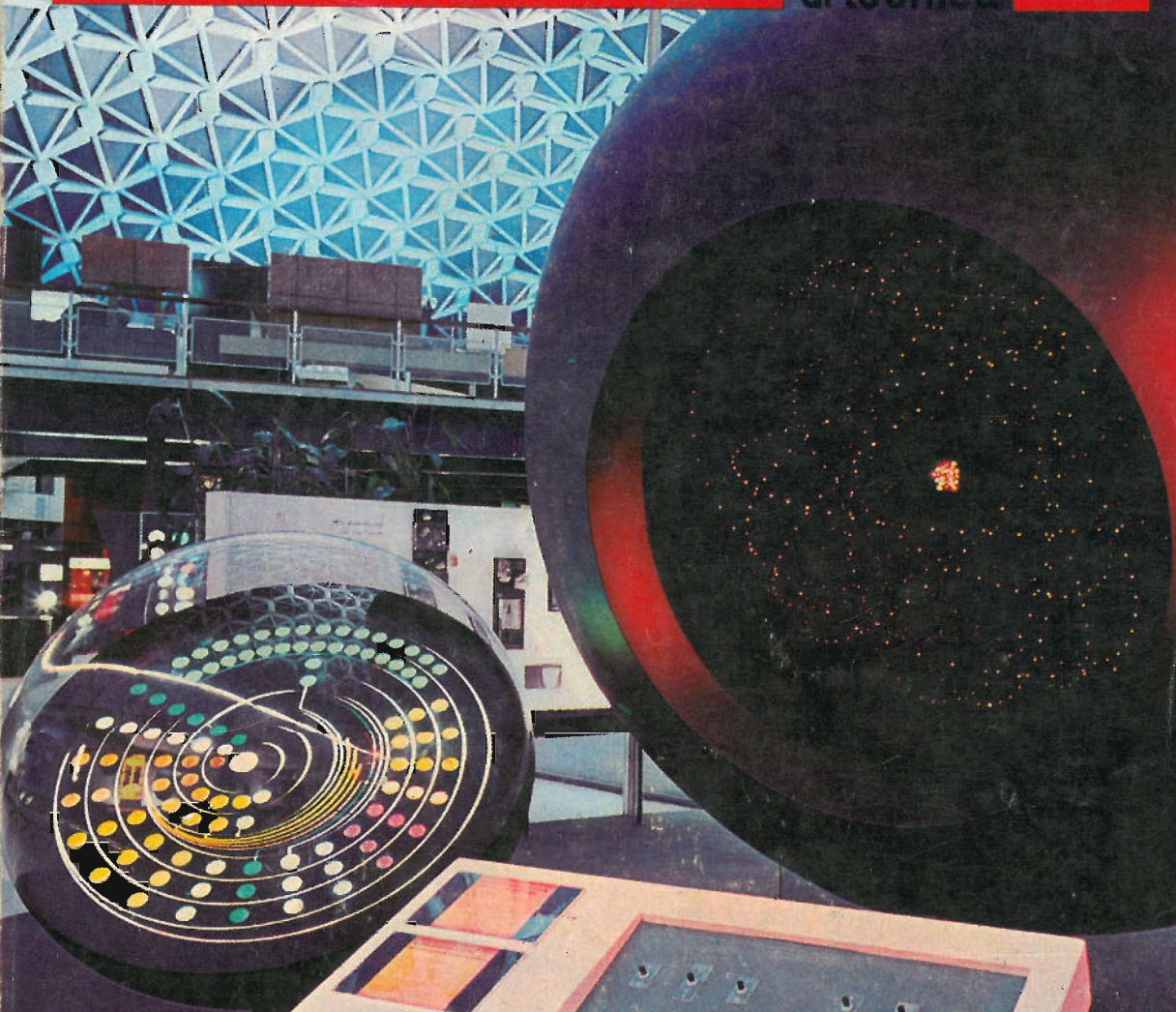
SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

4

LIRE 500

AUSTRIA	Sc. 24.90
BELGIO	Fr. Bg. 48
DANIMARCA	Kr. D. 6.65
FRANCIA	Fr. Fr. 4.70
GERMANIA	D. M. 3.85
INGHILTERRA	Sh. 6.10
ITALIA	L. 500
JUGOSLAVIA	Din. 725
LUSSEMB.	Fr. Bg. 48
MALTA	Sh. 6.10
NORVEGIA	Kr. N. 6.90
OLANDA	Fol. 3.50
PORTOGALLO	Esc. 27.60
SPAGNA	Pts. 57.70
SVIZZERA	Fr. S. 4.15

aprile/maggio 1968

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III

Aprile 1968

SOMMARIO

LA FILODIFFUSIONE sta diventando adulta

Dopo un primo lungo periodo in cui è stata ai più sconosciuta costituendo privilegio di pochi utenti, essa è stata ormai scoperta e giustamente apprezzata dal grosso pubblico delle dodici città (Bari, Bologna, Catania, Firenze, Genova, Milano, Napoli, Palermo, Roma, Torino, Trieste e Venezia) che per ora possono ricevere i sei programmi.

Merito questo anche della sensibile riduzione del costo dell'allacciamento portato a lit. 6.000, anzichè le precedenti lit. 27.000, e dell'esiguità del canone di abbonamento, pari a lit. 1.000 al trimestre.

Merito soprattutto, però, degli sforzi fatti dall'industria e dal commercio sui quali ha per lungo tempo gravato un compito non remunerativo per la produzione, la distribuzione, l'installazione ed il lancio di un prodotto scarsamente richiesto con spese d'impianto esorbitanti e soggetto a pratiche burocratiche di esasperante lentezza. Ora però che la via sembrava spianata e dopo un accordo con l'ANCRA (sollecitata dalla RAI e dalla SIP) onde assicurare la continuità dell'indispensabile appoggio dei commercianti, ci si trova di fronte ad una battuta d'arresto.

E' capitato, infatti, che la Radio-Televisione Italiana nel reclamizzare la filodiffusione concluda indirizzando alla sola SIP coloro che vogliono effettuare l'allacciamento, e la SIP, che si vede così convogliata l'intera massa dei possibili utenti, si presenti di conseguenza come l'unica abilitata, non solo ad effettuare l'allacciamento, ma anche a vendere gli apparecchi della filodiffusione.

Al posto della generalità dei rivenditori ed alla generalità delle industrie che pur producono e vendono ottimi apparecchi, si è dunque ristretto il campo ad un solo rivenditore e a poche industrie produttrici (ammesse a fornire alla SIP gli apparecchi per la filodiffusione).

Il che è senz'altro un grave (e sperabilmente involontario) errore. E' un errore, innanzi tutto, perchè un solo rivenditore non può effettuare la distribuzione del prodotto con la cura, la tempestività e l'intensità degli innumerevoli negozianti già a contatto col grosso pubblico ed ai quali questi si rivolge con fiducia per tutti gli acquisti di prodotti consimili; è un errore, in secondo luogo, perchè l'auspicata collaborazione dei rivenditori rimane sterile quando poi si induce, quanto meno, il dubbio sulla loro possibilità di vendere un prodotto che parrebbe — contrariamente al vero — riservato solo alla SIP.

E' un errore, infine, perchè dimostra da parte della RAI un uso non corretto di un servizio — quello dei comunicati radio-televisivi — che essa ha in monopolio e che dovrebbe quindi essere ispirato a ben diversi criteri. Tutto ciò, senza tener qui conto della dovuta riconoscenza per l'opera che industrie e rivenditori hanno dato sin qui, sobbarcandosi oneri non lievi.

Nè è qui il caso di ricordare che nessun rivenditore può competere con la SIP, in fatto di sconti; il fatto è che da parte della massa dei rivenditori vi sono costi, dovuti all'incidenza delle varie tasse ed imposte, che invece dall'altra parte (e cioè dalla parte della SIP) o mancano del tutto o hanno un peso notevolmente inferiore.

In realtà la stessa idea di affidare alla SIP la rivendita degli apparecchi di filodiffusione è forse frutto di un equivoco.

E per comprenderlo basta riflettere che, adottando lo stesso metro, si potrà arrivare ad affidare all'ENEL, in occasione dell'allacciamento di una utenza alla rete elettrica, la vendita del lampadario, del frigorifero, della lavapiatti, dello scaldabagno e così via. Il che è appunto assurdo, così come è assurdo trasformare una società nata per l'esercizio del servizio telefonico in una rivenditrice di apparecchi per la filodiffusione.

Tutto, dunque, concorre a ritenere che questa battuta d'arresto sia causata da un equivoco.

Equivoco che va chiarito nel senso di fare dei prossimi comunicati pubblicitari sulla filodiffusione uno strumento per la semplice pubblicità di questo importante servizio e non un mezzo per una illogica ed illegittima discriminazione tra rivenditori. Se poi si deve nominare la SIP lo si faccia, ma avendo cura di precisare che l'installazione può essere effettuata anche dai rivenditori di materiale elettrodomestico.

Tutti ne trarranno vantaggio nel rispetto della chiarezza, della correttezza e del doveroso riconoscimento dei diritti di coloro che hanno apprestato quanto necessario per far sentire la filodiffusione e di coloro che ne vogliono usufruire, liberi nella scelta di un apparecchio e di un rivenditore di loro fiducia.

ECCO!

QUESTI SONO I VINCITORI DEL PERIODO DEL GRAN PREMIO SPERIMENTARE

CATEGORIA ALLIEVI:

1°) Sig. Italo Sersale - Via Spartaco, 5 - Milano
2°) Sig. Carlo Bosi - Via Conca D'Oro, 278 - Roma
3°) Sig. A. De Toma - Via Podgora, 37 - Bologna

CATEGORIA ROCKERS:

1°) Sig. Matteo Corricelli - Vieste (Foggia)
2°) Sig. G. Caligaris - Via Guerrazzi, 14/8 - Genova
3°) Sig. C. Campitelli - Via Poerio 100 - Roma

CATEGORIA SENIORES:

1°) Sig. E. Bernasconi - Via S. Giorgio, 11 - Cagno (Como)
2°) Sig. Claudio Conca - Via Lomellina, 47 - Milano
3°) Sig. Vittorio Natali - c/o Lirco O.P. Box 1664 - Bengasi (Libia)

QUESTO E' IL TESTER ERREPI CHE « SPERIMENTARE » REGALA AL SECONDO E AL TERZO CLASSIFICATO

EDITORE:
J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione,
Ufficio Pubblicità:
V.le Matteotti, 66
20092 - Cinisello Balsamo - Milano
Tel. n. 9281801

Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 4 Aprile 1968
Rivista mensile
edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957 - Stampa: S.Ti.E.M.
20097 - S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo per la
diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25
Tel. 6884251 - 20125 - Milano
Sped. in abb. postale gr. III

Prezzo della Rivista L. 500,
numero arretrato L. 1.000

Abbonamento annuo L. 5.000,
per l'Estero L. 7.000.

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio-TV
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano.
C/C Postale 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo indicare
oltre naturalmente al nuovo
anche l'indirizzo precedente
ed allegare alla comunicazione
l'importo di L. 300,
anche in francobolli.

I LETTORI CI SCRIVONO

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. CAPRA G. - Milano
TX a OM per trasmissioni a brevissima distanza

Precisiamo che la costruzione di apparecchi trasmittenti funzionanti sulla gamma delle onde medie è assolutamente proibita e che il loro uso può essere causa di gravi provvedimenti da parte delle autorità interessate. Comunque in figura 1 riportiamo lo schema di modesto trasmettitore, atto a funzionare su tale gamma, ma che se usato con un spezzone di filo come antenna consentirà la riproduzione dei dischi di un normale complesso fonografico in un radioricevitore posto ad una certa distanza nello stesso appartamento.

Naturalmente la lunghezza del conduttore di antenna del TX dovrà essere scelta in modo che essa consenta la ricezione esclusivamente nel locale che interessa senza provocare disturbi ai propri vicini.

Fig. 1 - Trasmettitore ad onda media per coprire la distanza di pochi metri.

Tutti i componenti sono facilmente reperibili sul mercato e la costruzione di un tale apparecchio è tutt'altro che critica. La bobina L1 sarà costituita da 120 spire di filo smaltato, del n° 32, avvolte sopra un supporto bachelizzato avente il diametro di 2 centimetri, con una presa alla 40ª spira dal lato freddo, come è indicato sullo schema.

Come trasformatore di modulazione potrà essere usato un normale trasformatore di uscita o altro similare.

Valore degli altri componenti: C1 = C2 = 32 μF 350 V elettrolitici; C3 = C5 = C6 = 0,005 μF 500 V; C4 = C7 = C10 = 500 pF 500 V; C8 = 200-600 pF variabile di sintonia; C9 = 100 pF 200 V.

R1 = 2,2 kΩ 2W; R2 = 250 kΩ 1W; R3 = 10 MΩ 1/2W; R4 = 150Ω 1W; R5 = 500 kΩ potenziometro; R6 = 3,3 kΩ 1/2W; R7 = 500 kΩ 1/2W; R8 = 30 kΩ 1/2W; R9 = 180 o 200 Ω 10 W a filo.

V1 = 12AV6; V2 = 50C5; V3 = 12AU7. D1 = BY100 o similare.

J = jack per microfono.

Sig. CERCHI P. - Bolzano

Termostato elettronico

In figura 1 riportiamo lo schema di un termostato elettronico realizzato con transistori della RCA del tipo 2N406, 2N647 e 2N301 (oppure 2N2869).

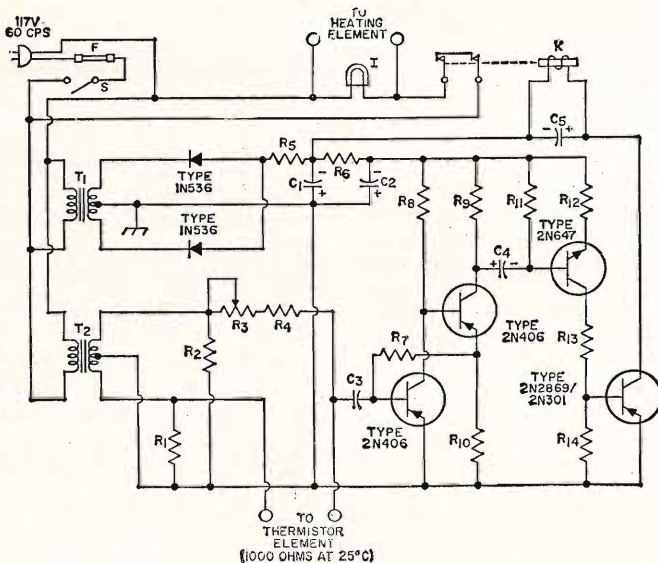



Fig. 1 - Schema di principio del termostato elettronico.

Il valore dei vari componenti è il seguente:

R1 = R2 = 3.000 Ω, ± 10%, 1/2 W; R3 = 500 Ω, resistenza regolabile, 1/2 W; R4 = 330 Ω, ± 10%, 1/2 W; R5 = R12 = = R14 = 47 Ω, ± 10%, 1/2 W; R6 = 1.000 Ω, ± 10%, 2 W; R7 = R9 = 1.000 Ω, ± 10%, 1/2 W; R8 = 12.000 Ω, ± 10%, 1/2 W; R10 = 39 Ω, ± 10%, 1/2 W; R11 = 10.000 Ω, ± 10%, 1/2 W; R13 = 680 Ω, ± 10%, 1/2 W; C1 = C2 = 1.000 μF elettrolitico, 25 V; C3 = 2 μF carta, 200 V; C4 = 100 μF elettrolitico, 15 V; C5 = 100 μF elettrolitico, 25 V; F = fusibile da 3 A; K = relé a corrente continua, 12 V resistenza minima 80 Ω (originale Potter-Brumfield PR 3 DY o, equivalente); S = interruttore; T1 = trasformatore: primario 220 V o universale, secondario 25,6 V, 0,6 A; T2 = trasformatore: primario 220 V o universale, secondario 6,3 V, 0,6 A.

Sig. MORAZZI A. - L'Aquila

Emissioni dei satelliti artificiali

Anche per rispondere ad analoghi quesiti formulati da parte di altri lettori riportiamo qui di seguito l'elenco delle gamme di frequenze che sono riservate dall'UIT (Union internationale des télécommunications) alle radiocomunicazioni spaziali.

10003-10005 kHz a titolo secondario alle ricerche spaziali

15762 - 15768 kHz - 18030 - 18036 kHz ricerca spaziale per Bulgaria, Cuba, Polonia, Romania, Cecoslovacchia, Ungheria, URSS

19990-20010 kHz a titolo secondario per ricerca spaziale (la frequenza di 20007 kHz è riservata, in caso di soccorso, alla ricerca ed al salvataggio dei cosmonauti e degli oggetti spaziali)

30005 - 30010 kHz ricerca spaziale (identificazione satelliti)

39986-40002 kHz a titolo secondario alle ricerche spaziali

136,0 - 137,0 MHz ricerche spaziali (telemisure e simili)

137,0-138,0 MHz (compresi i servizi ausiliari per la meteorologia tramite i satelliti)

143,6-143,65 MHz ricerche spaziali

144,0-146,0 MHz In questa banda, i radioamatori possono fare uso di emissioni tramite i satelliti artificiali. (Le frequenze di 148,25 MHz e 154,2 MHz ± 15 kHz possono essere usate, sotto riserva di accordi fra le amministrazioni interessate, alle comunicazioni spaziali)

183,1-184,1 MHz a titolo secondario alle ricerche spaziali

267,0 - 272,0 MHz e 272,0 - 273,0 MHz spaziale per telemisure

399,9-400,05 MHz radionavigazione per satelliti

400,05-401,0 MHz ricerche spaziali

401,0 - 402,0 MHz spaziali (telemisure)

460,0 - 470,0 MHz spaziale per Bulgaria, Cuba, Cecoslovacchia, Polonia, Romania, URSS

900,0-960,0 MHz a titolo secondario alle ricerche spaziali

1525,0-1535,0 MHz spaziale (telemisure)

1535,0-1540,0 MHz spaziale (telemisure)

1660,0-1700,0 MHz meteorologia tramite satelliti

1700,0-1710,0 MHz ricerche spaziali

1770,0-1790,0 MHz ausiliaria meteorologia tramite satelliti

2290,0-2300,0 MHz ricerche spaziali negli spazi lontani

3400,0-4200,0 MHz telecomunicazioni (satelliti verso la terra)

4400,0-4700,0 MHz telecomunicazioni (terra verso satelliti)

5250,0-5255,0 MHz ricerche spaziali

5670,0-5725,0 MHz (radioamatori) ricerche spaziali per spazi lontani

5725,0-5850,0 MHz telecomunicazioni (terra verso satelliti)

5850,0-5925,0 MHz telecomunicazioni (terra verso satelliti)

5925,0-6425,0 MHz telecomunicazioni (terra verso satelliti)

7250,0-7750,0 MHz telecomunicazioni (satelliti verso terra)

7900,0-8400,0 MHz telecomunicazioni (terra verso satelliti)

8400,0-8500,0 MHz ricerche spaziali

9975,0-10025,0 MHz radiorivelatori meteorologici

10,68-10,70 GHz a titolo secondario ricerche spaziali

14,30-14,40 GHz radionavigazione per satelliti

15,25-15,35 GHz ricerche spaziali

31,0 - 31,30 GHz ricerche spaziali

31,50-32,30 GHz ricerche spaziali

34,20-35,20 GHz ricerche spaziali.

Sig. BALESTRINI P. - Pisa

Amplificatore stereofonico

La potenza di uscita di un amplificatore deve essere scelta in funzione delle dimensioni e dell'acustica del locale nel quale il complesso dovrà essere installato tenendo anche conto di quelle particolari esigenze proprie delle comunità per cui una riproduzione troppo potente può essere causa di disturbo.

In sede di progetto occorre tenere presente inoltre che come non è consigliabile la realizzazione di un amplificatore che debba essere usato al massimo volume, dato che in tal caso la percentuale di distorsione è sempre superiore a quella propria di un livello più basso, non è nemmeno opportuno progettarlo per una potenza di uscita troppo elevata che costringa ad effettuare l'ascolto ad un livello troppo basso. Infatti anche in questo caso il rendimento dell'amplificatore, su buona parte della gamma di frequenze, risulterebbe particolarmente basso. Ricorrere all'uso di un compensatore fisiologico dei toni bassi ci sembra, comporti uno spreco di denaro inutile.

Dovendo lei rispettare certi limiti per quanto concerne il volume del suono, non comprendiamo perché intenda costruire un amplificatore di notevole potenza (10 + 10 W) per poi usarlo in modo tale da non sfruttarne in pieno le sue ottime qualità. Le consigliamo perciò la costruzione di un buon amplificatore HI-FI con potenza di uscita compresa fra 1 + 1 W e 3+3 W, che potrà usare nelle condizioni di massima efficienza e con risultati superiori a quelli ottenibili con l'amplificatore da 10 W.

Per gli schemi da pubblicare nella rubrica I LETTORI CI SCRIVONO valgono le solite norme.

Sig. DE LORENZI V. Trieste
Radiocomando TX-RX10

Il suo quesito ci lascia alquanto perplessi per il fatto che se il complesso trasmittente-ricevente relativo al radiocomando da lei realizzato, è stato alimentato correttamente non dovrebbe avere quello scarso rendimento che lei lamenta.

Evidentemente l'argomento non può essere spostato sui vari tipi di alimentazione usati ma bensì sui valori di tensione e di corrente forniti sotto carico dai vari alimentatori che a quanto pare debbono differire fra di loro.

Infatti è assurdo pensare che che se l'alimentazione a pile è stata effettuata in modo corretto, 120 Volt per la anodica e 1,5 Volt per il filamento, e l'alimentatore da lei costruito forniscono le stesse tensioni, il comportamento del complesso possa essere diverso per quanto concerne la portata ed il comando dei relé.

Di conseguenza, prima di accingersi alla costruzione di un altro convertitore, le consigliamo di provare nuovamente l'apparecchio facendolo funzionare nelle tre diverse condizioni e precisamente: 1) alimentandolo con le pile; 2) alimentandolo con il convertitore da noi descritto a suo tempo sulla rivista, che se è stato realizzato in modo ortodosso dovrebbe fornire la tensione stabilita, 3) alimentandolo con il raddrizzatore da lei progettato.

Per ognuna delle tre prove dovrà prendere nota della « tensione fornita sotto carico » e della corrente assorbita. Molto probabilmente da tali prove risulterà che il mancato rendimento dell'apparecchio nei primi due casi è do-

vuto ad una tensione di alimentazione sotto carico inferiore a quella richiesta, oppure che il migliore rendimento, nel terzo caso, è dovuto alla presenza di tensioni superiori a quelle normali. La conferma di questa tesi potrà averla rapidamente portando l'alimentazione tramite le pile agli stessi valori di tensione che avrà riscontrato nel terzo caso.

Per trarre le conclusioni restiamo in attesa dell'esito di tali prove.

Sig. FERRERO C. Torino
Amplificatore per grandi locali

In figura 1 riportiamo lo schema di un amplificatore che può erogare una potenza di uscita di 50 W con sei entrate distinte: quattro per chitarra elettrica con sensibilità di 4 mV, una per microfono, 10 mV ed una per cartucce piezoelettriche. I comandi sono sette e fanno capo ai seguenti potenziometri: R42 = regolazione del livello delle chitarre il cui numero può variare da una a quattro - R43 = regolazione del livello dello stadio mescolatore - R44 = regolatore microfonico - R45 = regolatore del livello « fono » - R46 = regolatore stadio mescolatore « microfono-fono » - R47 = controllo dei bassi - R48 = controllo degli acuti.

Lo stadio di uscita del quale fanno parte due valvole EL34, alimentato a 410 V, consente di avere una potenza del segnale, placca a placca, di 53 W.

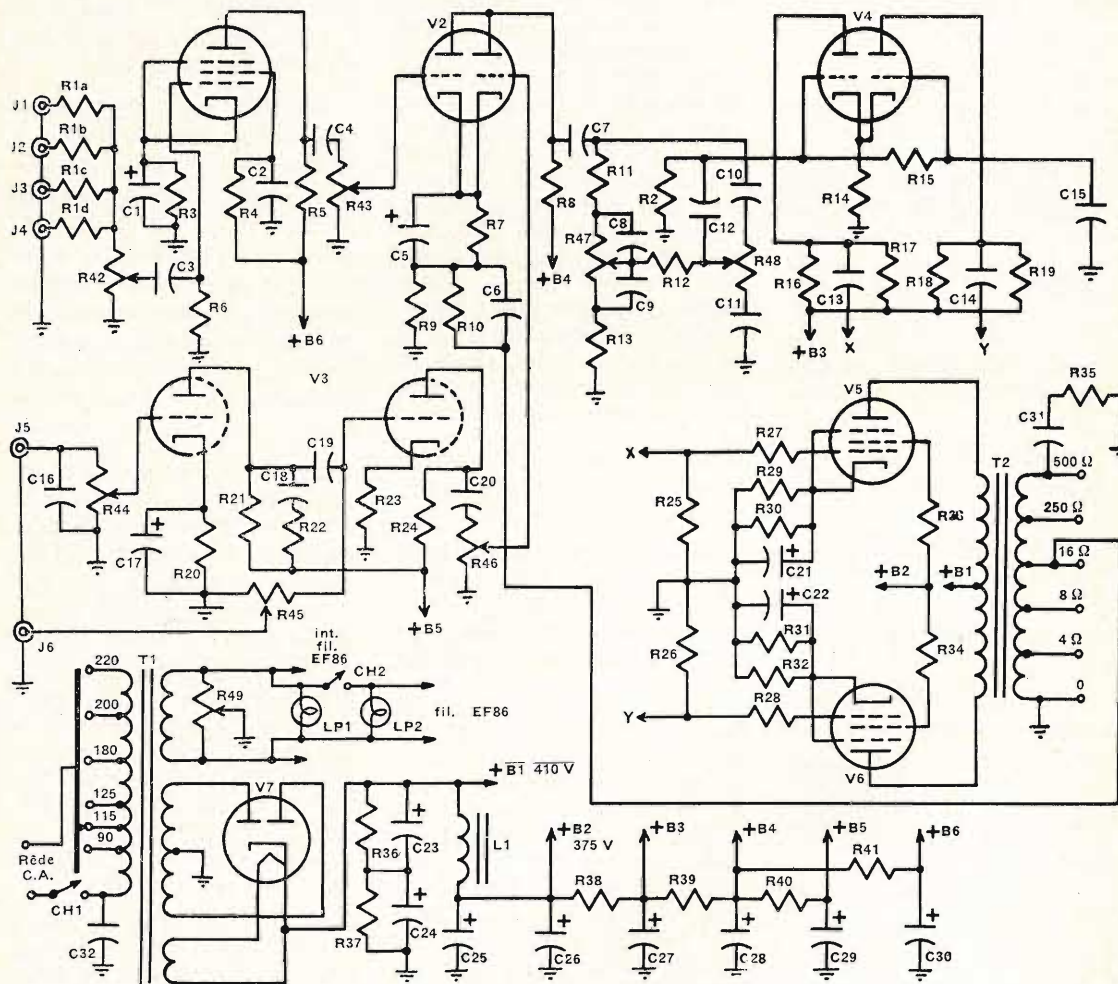
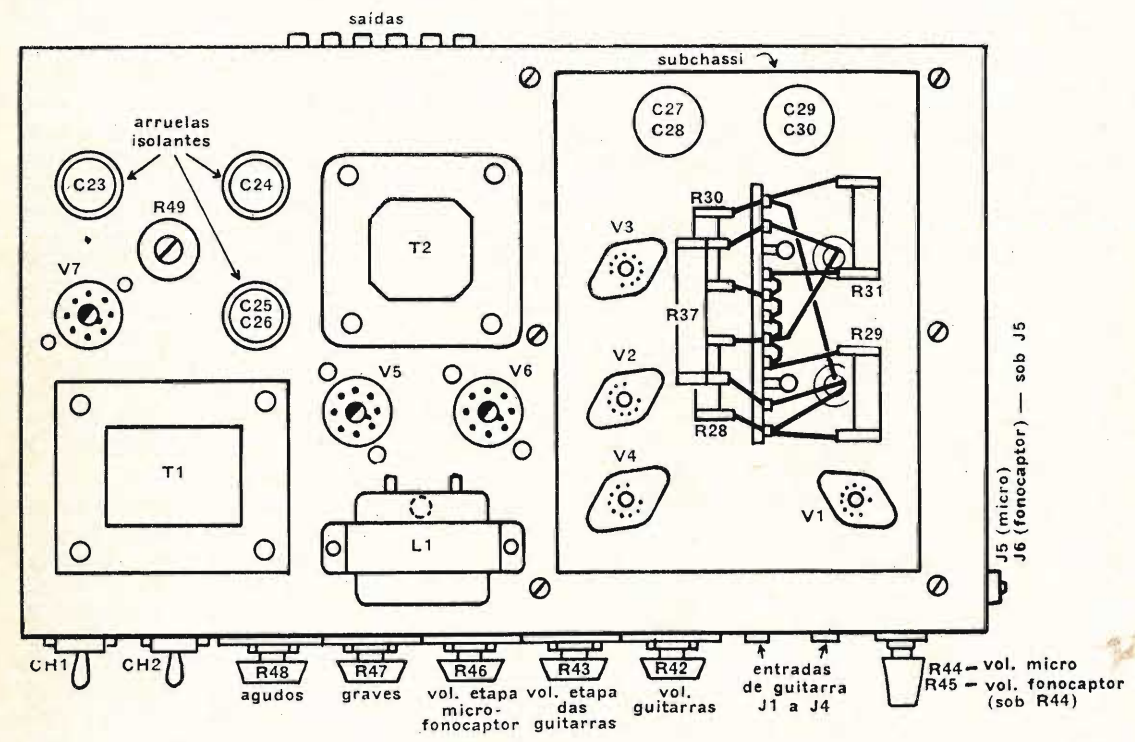



Fig. 1 - Schema dell'amplificatore da 50 W. - Nella pagina a fianco - Fig. 2 - Sistemazione dei principali componenti.

La funzione delle varie valvole è la seguente: V1 = EF86 pentodo, amplificatore per le chitarre; V2 = 12AT7 doppio triodo, mescolatore dei segnali provenienti dagli stadi amplificatori per chitarra e microfono-fono. V3 = 12AT7 doppio triodo, preamplificatore microfono e fono. V4 = 12AT7 doppio triodo, invertitore di fase. V5-V6 = EL34 pentodi finali, amplificatori di potenza in controfase. V7 = GZ34 doppio diodo, raddrizzatore ad onda completa.

Elenco del materiale.
Salvo indicazione contraria le resistenze dovranno essere del tipo da 1/2 W. R1 a, b, c, d= 220 Ω. R2=R4= R25= R26=R36=R37= 470 Ω. R3 =R22= 22 kΩ. R5=R16= R18= 220 kΩ 1W. R6=R15= 1 MΩ. R7=R20=R23= 1 kΩ. R8=R21=R24= 22 kΩ 1 W. R9= 22 Ω. R10= 5,6 kΩ. R11=R12=R58= 150 kΩ. R13=R55= 10 kΩ. R14= 1.8 kΩ. R17=R19= 470 kΩ 1 W. R27=R28= 2,7 kΩ. R29 =R31= 1 kΩ 5 W a filo. R30 =R32= 400 Ω 5 W a filo. R33=R34= 470 Ω 2 W. R35=

C1=C17= 10 μF elett. 25 V. C2=C13=C14=C36= C37= 0.1 μF a olio. C3= 0.04 μF poliesteri. C4=C9=C18= 0.01 μF poliesteri. C5= 50 μF elett. 25 V. C6= 100 pF ceramico. C7=C19=C20= 0.005 μF ceramico. C8= 470 pF ceramico. C10= 47 pF ceramico. C11=C12= 0.0047 μF ceramico. C15= 0.5 μF olio. C16= 150 pF ceramico. C21 =C22= 50 μF elett. 150 V. C23 = C24 = C25 = C26 = 50 μF 450 V elett. C27=C28= C29=C30= 32 μF elett. 450 V. C31= 0.05 μF olio. C32=

In figura 2 è indicata la sistemazione dei principali componenti nella parte superiore dello chassis ed in figura 3 lo schema di un dispositivo di vibrato, la cui uscita è inviata all'ingresso dello stadio inversore della V4. Il complesso originariamente è stato montato su uno chassis avente le dimensioni di cm 37 avente 22 x 7.

1,5 kΩ 5 W a filo. R38= 20 kΩ 10 W a filo. R39= 4,7 kΩ 1 W. R40=R41= 10 kΩ 1 W. R42= R43=R44=R46= 1 MΩ potenziometro lineare. R45=R47 =R48= 1MΩ potenziometro lineare. R49=100 Ω, 5 W potenziometro a filo. R50=3,3KΩ. R51=R57=10kΩ potenziometro lineare doppio su un asse. R52=R53= 2,2 kΩ. R54= R56= 33 kΩ. R59= 2 MΩ potenziometro lineare.

0.02 μF olio. C33=C34=C35 =C38= 1 μF olio.
T1= trasformatore di alimentazione primario secondo la rete locale o universale, secondario: 375-0-375 V, 250 mA. 6,3 V 5 A. 5 V 3 A.
T2= Trasformatore di uscita in controfase per valvole EL34 per 50 W. Primario 6.600 Ω secondario 0-4-8-16-250-500 Ω (Willkason 4657 o similare).

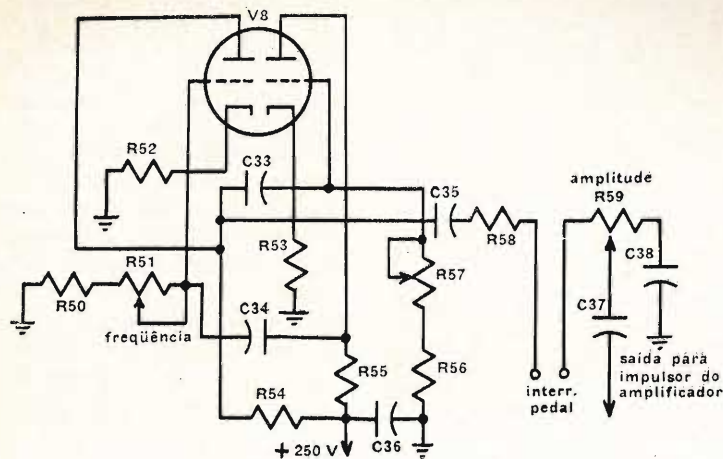



Fig. 3 - Schema di un generatore di vibrato adatto per l'amplificatore descritto.

L1= impedenza di filtro 6H, 150 mA.

CH1, CH2= interruttori semplici.

LP1, LP2 lampade pilota.

J1 fino a J6= entrate a jack.

Sig. CAMPANELLA G. Foggia
Alimentatore stabilizzato

Sulla rivista abbiamo già pubblicato numerosissimi schemi di alimentatori stabilizzati. Particolarmente interessante l'alimentatore descritto sul n. 6, a pagina 1137, che consente di avere una tensione stabilizzata, variabile fra 0 e 50 V a 2 A, la cui costruzione pur essendo piuttosto impegnativa consentirebbe di risolvere il suo problema.

In figura 1 riportiamo lo schema di un altro interessante alimentatore stabilizzato la cui tensione di uscita è regolabile fra 0 e 25 V (fino a 2 A). Il transistore 40251 funge come regolatore in serie ed è posto in condizione di dissipare 117 W ad una temperatura di 25°C. Esso è comandato dai transistore 40250 il quale a sua volta dipende dai tre transistori 2N3053, come è visibile dallo schema elettrico.

Il trasformatore di alimentazione dovrà erogare una tensione di 33 V a 2 o 3 A. Un altro avvolgimento ha il compito di permettere l'alimentazione del diodo zener D7-1N693, mentre si può prevedere un altro avvolgimento, con uscita a 4 o 5 V, fatto seguire da un comune raddrizzatore e da un condensatore da 200 μF per ottenere la tensione continua supplementare di 3 V che le interessa.

Il transistore T5 che funge come amplificatore in corrente continua ed accoppiato al transistore T3 ha il compito di amplificare le variazioni di tensioni le quali sono comparate con la tensione fornita dal diodo zener D7 dando luogo ad una specie di rialimentazione negativa che mantiene costante la tensione di uscita. Il transistore T4 provvede ad eliminare i sovraccarichi portando in tal caso a zero la tensione di base di T3 la qual cosa provoca la messa fuori uso del circuito di alimentazione. Il valore esatto della corrente ammissibile si regola tramite la resistenza R4. Se il valore di quest'ultima è regolato per 2 A a 25 V il circuito limitatore funzionerà verso i 2,5 A.

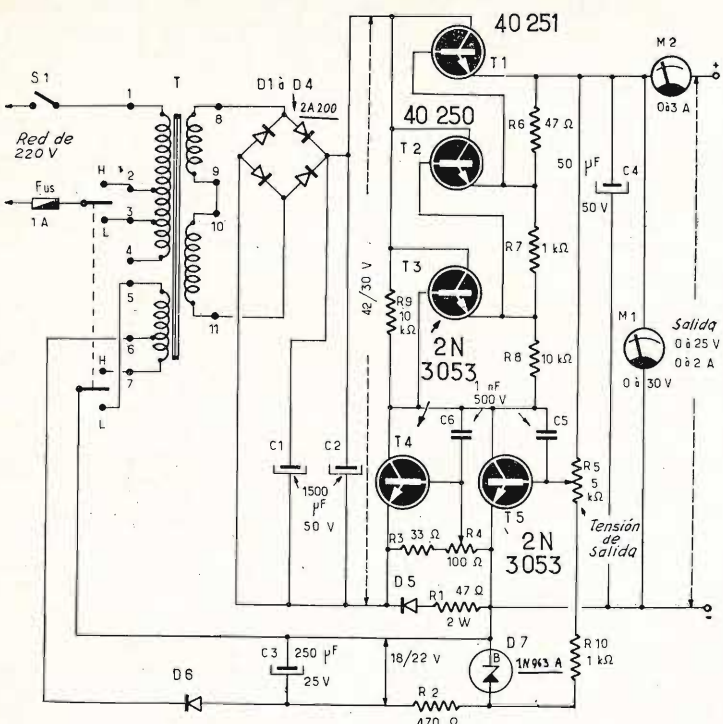



Fig. 1 - Schema elettrico di un interessante alimentatore stabilizzato.

MASETTI RADIO - Arezzo
Cerca metalli

Fra i vari tipi di rivelatori di metalli quello a battimenti risponde maggiormente alle sue esigenze dato che consente di distinguere fra di loro le varie masse magnetiche nascoste nel sottosuolo.

Come è stato precisato in un numero dello scorso anno di SELEZIONE TECNICA, non sempre i cerca mine si adattano alla ricerca dei metalli specialmente se la massa di questi è, di notevole dimensioni. Comunque tenga presente che recentemente il rivelatore SCR625, usato durante l'ultimo conflitto come rivelatore di mine è stato modificato in modo da estendere il suo impiego alla ricerca dei materiali ferrosi nel sottosuolo fino ad una profondità dell'ordine del metro: esperimenti effettuati nei dintorni del Monte Argentario con un rivelatore tipo DM4 hanno consentito l'individuazione di oggetti metallici, aventi dimensioni notevolmente superiori a quelle di una mina, fino alla profondità di 120 centimetri.

In Francia questo apparecchio è venduto al prezzo di 250 franchi francesi. Pensiamo che esso sia rintracciabile anche in Italia presso gli abituali fornitori del materiale surplus che si trovano a Livorno, Roma ed altre città. Naturalmente occorre richiedere esemplari recenti, nuovi.

Rivelatori di metalli aventi notevole sensibilità sono forniti in Francia dalla ditta « LA TELEMECANIQUE ELECTRONIQUE », Box 8, g 2 RUEIL (Francia). Negli Stati Uniti una trentina di ditte, fra le quali la BELL INC, F W 1356, Norton Ave Columbus (Ohio), sono in grado di fornire ottime apparecchiature del genere e così pure in Giappone la NIHON DENPA KOGYO, 1-21 Nishihara Shibuya-ku.

Sig. ROMOLI S. Roma
Pubblicazioni sul Radiocomando

Le migliori pubblicazioni sul radiocomando sono attualmente edite nelle lingue inglese e francese fra quest'ultime, che sono maggiormente accessibili ai lettori di lingua italiana consigliamo:

a) Pericone - AMATEUR-RADIO - MODELISTES, *nel quale è trattata la tecnologia relativa ai circuiti e la costruzione degli apparecchi trasmittenti e riceventi relativi al radiocomando con numerosissimi esempi pratici. Il prezzo del volume è di franchi 23,80. All'editore (PERLOR-RADIO 16 r. Hérold Paris 1°), può essere anche richiesto l'invio gratuito della speciale documentazione intitolata « Radiocommande ».*

b) W. Schaff - INITIATION A LA TELECOMMANDE, *franchi 15 editore Librairie de la Radio, 101 rue Réaumur PARIS (2°).*

Cogliamo l'occasione per invitare gli editori di volumi sul radiocomando, in lingua italiana, di farcene avere copia per consentirci di segnalarli ai nostri lettori.

Sig. CAVENAGHI A. Ivrea
Raddrizzatori per forti correnti

Se abbiamo interpretato bene il suo quesito ci sembra che lei desideri effettuare la messa in moto del motore provvedendo al raddrizzamento della tensione della rete elettrica. Se le cose stanno in questo modo le consigliamo di rivolgersi ad una ditta specializzata la quale potrà darle informazioni con maggiore cognizione di causa. Può rivolgersi, ad esempio, alla ditta SACEL, Via Vial Grande 26 A 33170 PORDENONE la quale è specializzata nella costruzione di raddrizzatori per forti correnti.

SOMMARIO INSERZIONI

TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 135
AUSTRALIA	Sh. 12.10
BRASILE	Crs. 1.200
CANADA	$ Can. 1.20
CILE	Esc. 1.35
EGITTO	Leg. 0/420
ETIOPIA	$ Et. 2.35
GIAPPONE	Yen. 346.80
ISRAELE	L. I. 3.30
LIBIA	L. Lib. 0/345
PARAGUAY	Guar. 120
PERU'	Sol. 42.85
SUD-AFRICA	R. 0.80
TURCHIA	L. T. 8.70
URUGUAY	Pesos 10.45
U.S.A.	$ 1.60
VENEZUELA	Bs. 6.60

PUNTI DI VENDITA DELL'ORGANIZZAZIONE IN ITALIA

PRINCIPI GENERALI SULL'AMPLIFICAZIONE B.F. A TRANSISTOR

BASSA FREQUENZA

Parte I

Riportiamo in questo articolo e in un altro che seguirà le nozioni fondamentali che si devono conoscere sull'amplificazione di bassa frequenza a transistor. In questa prima parte vengono prese in considerazione le principali analogie e differenze che si riscontrano fra i transistor e le valvole, il confronto fra i diversi montaggi che si possono effettuare con i transistor in BF, le loro caratteristiche e l'influenza della temperatura sul loro funzionamento.

È necessario prima di tutto precisare che il funzionamento interno dei transistor e delle valvole sono essenzialmente diversi fra di loro; però se consideriamo l'analogia fra i due componenti a tre elettrodi, si può constatare che gli schemi di montaggio sono molto simili.

Se prendiamo per esempio il caso di un montaggio amplificatore si può constatare immediatamente che in entrambi i circuiti, sia a valvole che a transistor, vi è un circuito di ingresso disposto tra un elettrodo e un punto di polarizzazione conveniente, e un circuito di uscita. Quest'ultimo viene posto fra l'altro elettrodo chiamato « elettrodo comune » e la massa, collegato direttamente o attraverso un condensatore o meglio ancora con un circuito R, RC, RCL ecc.

Analogie e differenze fra transistor e valvole

Nei normali impieghi di bassa frequenza, si usano quasi sempre dei transistor aventi tre elettrodi di uscita.

Nella tabella 1 riportiamo per maggior chiarezza le varie analogie e differenze che si riscontrano nelle valvole e nei transistor. Si deve notare che negli stadi finali di potenza equipaggiati a transistor, è necessario montare quest'ultimi su dei dissipatori di calore, mentre impiegando delle valvole questo particolare non era necessario.

Diversi tipi di transistor BF

Nella maggior parte delle applicazioni pratiche, si avrà a che fare con due categorie di transistor e cioè gli NPN e i PNP. Come si può vedere in fig. 1B i transistor NPN si montano nello stesso modo delle valvole, basta tener presente che la base è polarizzata positivamente rispetto all'emettitore e negativamente rispetto al collettore. La prima posta a lato del disegno indica le tensioni positive crescenti, per esempio quando l'emettitore è a zero volt, la base è positiva e avrà un valore di + 0,5 V mentre il collettore avrà un valore ancora maggiore, per esempio, di + 12 V.

Analogamente, in fig. 1A, sono riportate le tensioni presenti sul triodo che possono essere, per esempio, di + 3 V sul catodo e di + 200 V sulla placca. Nella figura 1C è riportato infine il montaggio di un transistor PNP, in questo caso quando l'emettitore ha una tensione di zero volt, la base è, per esempio, a — 0,5 V e il collettore a — 12 V.

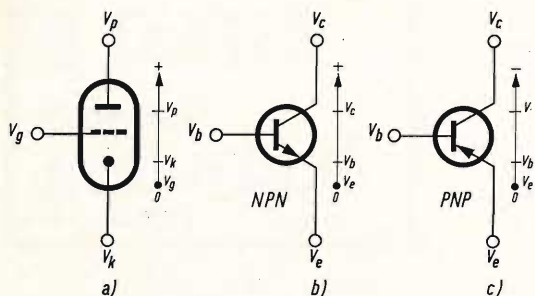



Fig. 1 - Confronto delle tensioni applicate rispettivamente a una valvola (A), a un transistor NPN (B) e a un transistor PNP (C).

Confronto fra circuiti amplificatori

Tenendo conto del metodo di polarizzazione di fig. 1, si può stabilire lo schema di un amplificatore B.F. a resistenza-capacità. Nella fig. 2 sono riportati quattro circuiti tipici di amplificatori; la fig. 2A riporta il circuito a valvole sul quale si può vedere che il catodo è collegato al negativo della tensione di alimentazione V mentre la griglia è polarizzata con una tensione uguale a V_g volt rispetto al catodo.

TABELLA I

	Valvola	Transistor
Filamento	Consumo circa 50 ÷ 80%	senza filamento risparmio del 50 ÷ 80%
Ritardo di funzionamento	da 10 a 30 secondi	funzionamento immediato
Solidità	Sensibile agli urti e alle vibrazioni	in generale, insensibile agli urti e alle vibrazioni
Tensioni	elevate	basse o medie
Dimensioni	da 10 a 50 cm^3	meno di 1 cm^3 per la maggior parte
Peso	dell'ordine della decina di grammi	meno di 1 grammo
Durata di vita	elevata	ancora più elevata
Polarizzazione	griglia negativa rispetto al catodo	base a potenziale intermedio fra quello dell'emettitore e del collettore
Consumo	elevato	basso
Temperatura	poco influente	molto influente
Montaggio	su zoccolo	per saldatura dei terminali
Risultati	eccellenti	attualmente, almeno uguali a quelli ottenuti con le valvole
Rumore	normale, ridotto con valvole convenientemente scelte	con i nuovi modelli ridotto come quello delle valvole

Nella fig. 2B è riportato un circuito con polarizzazione automatica; in questo caso la corrente anodica attraversa le resistenze R_2 e R_3. Il catodo è positivo di una tensione + V_k volt rispetto al negativo dell'alimentazione, di conseguenza, la griglia è negativa di — V_k volt rispetto al catodo.

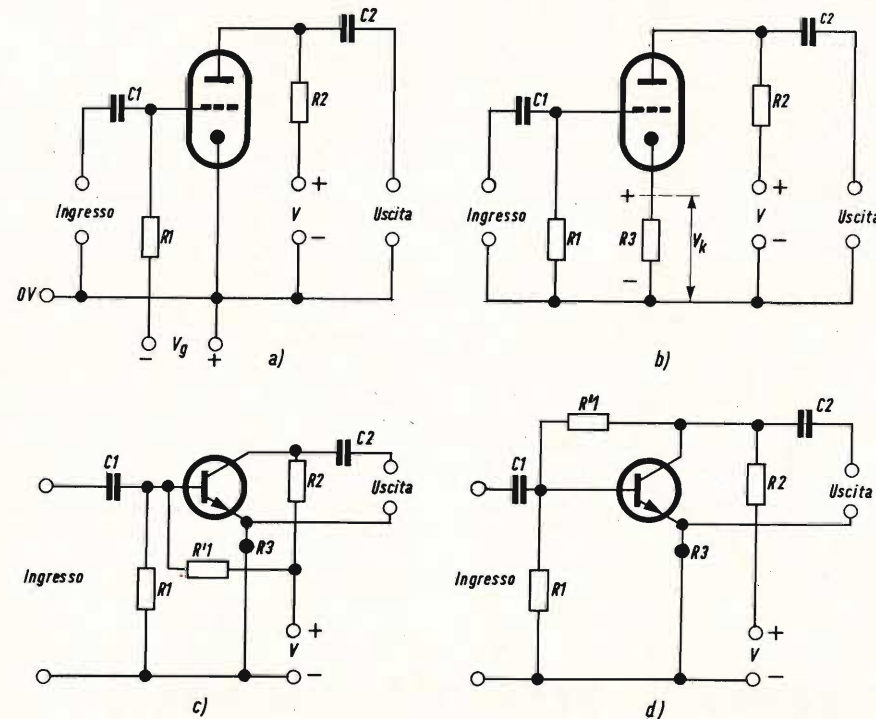
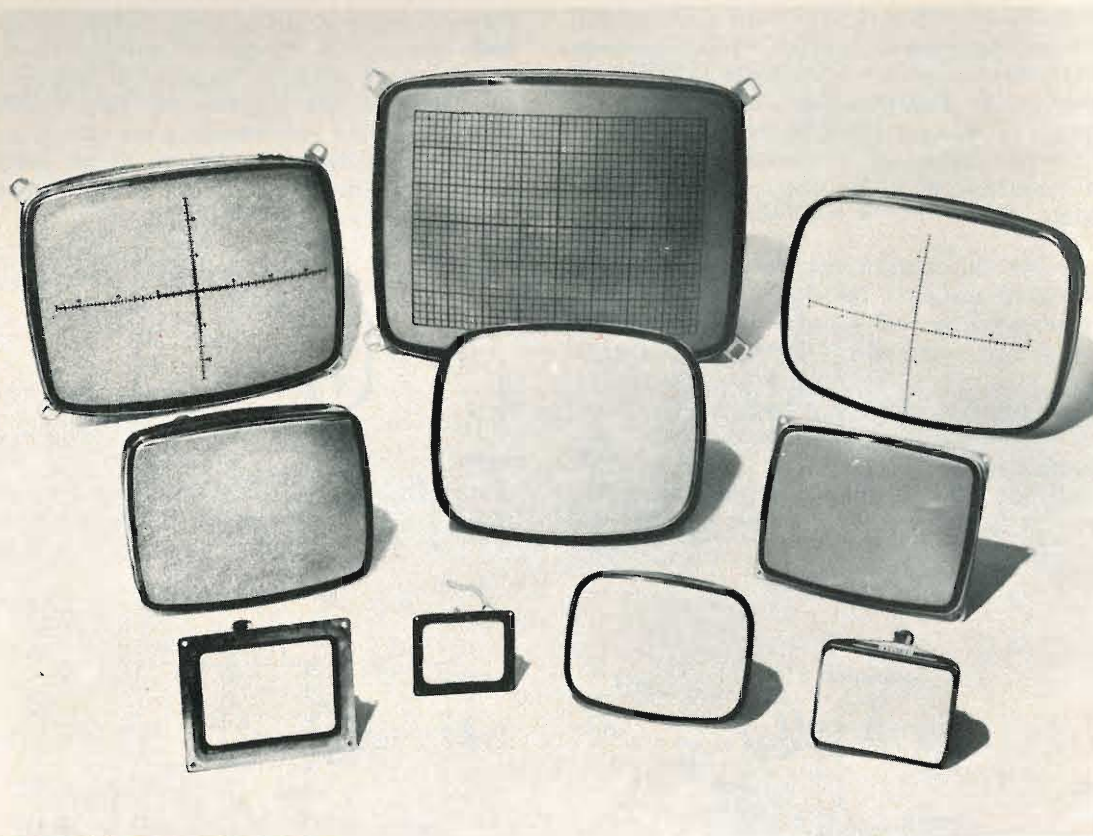



Fig. 2 - Quattro esempi classici di circuiti amplificatori simili, a valvole e a transistor.

Nelle figg. 2C e 2D sono riportati due circuiti equipaggiati con transistor NPN; l'emettitore è collegato direttamente al negativo mentre il collettore è positivo in quanto è collegato al polo positivo dell'alimentazione, attraverso la resistenza R_2. La base si trova a una tensione intermedia grazie al partitore di tensione formato dalle resistenze R_1 — R_1'. In questi due circuiti, la resistenza R_1 è direttamente collegata al negativo dell'alimentazione; nel circuito 2C, la resistenza R_1' è collegata al positivo mentre nel circuito 2D è collegata al collettore che è pure positivo.

Si deve notare che molto spesso, si può inserire sul circuito di emettitore una resistenza (R_3) come si faceva, nel montaggio a valvole, sul catodo. L'inserimento della resistenza R_3 sull'emettitore rende quest'ultimo positivo rispetto al negativo dell'alimentatore mentre la base deve sempre essere polarizzata a un valore ancora più positivo con l'aiuto di un partitore di tensione formato da R_1 e R_1' come si può vedere dalle figg. 2C e 2D.

Per quanto riguarda i segnali, il funzionamento dei quattro circuiti di fig. 2 è lo stesso; per maggior chiarezza, si può constatare che il segnale che si deve amplificare viene portato sull'elettrodo d'ingresso (la griglia nel caso d'impiego di una valvola o la base nel caso di un transistor) dal condensatore C, mentre la resistenza R_1 o il partitore R_1 — R_1' provvedono a fornire l'esatta polarizzazione all'elettrodo considerato. Il segnale di uscita, opportunamente amplificato si ritrova ai capi della resistenza R_2 sotto forma di una tensione; il condensatore C_2 porta questo segnale all'uscita, o al circuito successivo.

Ricordiamo, a questo punto, che in un montaggio a valvole, la corrente di griglia

può essere trascurata quando la griglia è negativa, mentre in un montaggio a transistor, si deve tener conto della corrente di base I_b, essendo un parametro molto importante. Per trasformare i circuiti di fig. 2C e 2D equipaggiati con transistor NPN, in circuiti PNP si deve cambiare la polarità della tensione di alimentazione e la polarità delle tensioni di alimentazione e il senso delle correnti.

Nelle fig. 3A e 3C sono riportati rispettivamente i circuiti a base e a collettore comune; in tutti i circuiti di fig. 3 la resistenza R_C rappresenta la resistenza di carico, che, come si può vedere, è inserita sull'elettrodo di uscita.

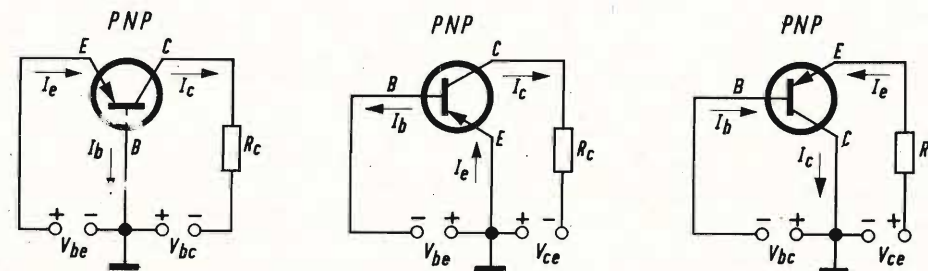



Fig. 3 - Esempi di circuiti a transistor con montaggio a base comune (A), ad emettitore comune (B) e a collettore comune (C).

tazione E, mentre nel disegno la freccia dell'emettitore deve essere girata verso la base.

Possibilità di montaggio dei transistor in bassa frequenza

Un transistor con tre elettrodi può essere montato in un circuito in tre modi diversi. Considerando ancora i circuiti di fig. 2C e 2D si può vedere che l'elettrodo comune era l'emettitore, ma bisogna tenere presente che si possono realizzare dei circuiti con la base o il collettore come elettrodi comuni.

In fig. 3B è rappresentato, per esempio, un circuito a emettitore comune semplificato per meglio mettere in evidenza le

L'elettrodo di uscita è il collettore nei circuiti a base e a emettitore comune mentre è l'emettitore nei circuiti a collettore comune. Per maggior chiarezza, nella tabella II abbiamo riportato la denominazione degli elettrodi nei tre montaggi.

Se gli elettrodi del transistor vengono polarizzati come è indicato nella fig. 3, le correnti di base I_b, di collettore I_c e di emettitore I_e circoleranno nei sensi indicati dalle frecce sulle figure. A questo punto si potrà definire un coefficiente di amplificazione analogo a quello delle valvole.

Consideriamo il circuito A di fig. 3, mantenendo costante la tensione V_{bc} si aumenti la corrente di emettitore I_e di un valore basso ΔI_e, si avrà un conseguente

TABELLA II

Montaggio	Emettitore comune	Base comune	Collettore comune
Elettrodo d'ingresso	base	emettitore	base
Elettrodo comune	emettitore	base	collettore
Elettrodo d'uscita	collettore	collettore	emettitore

aumento della corrente I_c, di un valore ΔI_c.

Il rapporto:

$$\alpha = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e}$$

si chiama coefficiente di amplificazione in corrente di un circuito a base comune. Il suo valore è di circa 1 con la maggior parte dei transistor.

Consideriamo ora il circuito B di fig. 3 ad emettitore comune; in questo caso quando si aumenta la corrente I_b di un valore ΔI_b si avrà di conseguenza un aumento della corrente I_c di un valore ΔI_c; si può così definire il coefficiente di amplificazione in corrente del circuito ad emettitore comune come segue:

$$\alpha' = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

Fra i due coefficienti α e α' esiste la relazione:

$$\alpha' = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

dalla quale si può vedere che α' è molto grande. Perciò, facendo un esempio si può constatare che:

$$\alpha' = \frac{0{,}98}{1 - 0{,}98} = \frac{0{,}98}{0{,}02} = \frac{98}{2} = 49$$

Seguendo lo stesso procedimento si può definire anche il coefficiente di amplificazione di corrente con montaggio a collettore comune:

$$\alpha'' = \frac{\Delta I_e}{\Delta I_b}$$

Si deve notare che in bassa frequenza il montaggio a base comune non è molto usato.

Caratteristiche

Anche per i transistor come per le valvole si sono stabilite delle curve caratteristiche di funzionamento.

Per ottenere un circuito adatto alla misura di questi parametri è necessario collegare nel circuito alcuni milliamperometri e alcuni voltmetri come si può vedere dalla fig. 4. Le due sorgenti di alimentazione B_1 e B_2 consentono, per mezzo dei potenziometri di base P_b e di collettore P_c, di fornire delle tensioni negative variabili, rispetto a quella di zero volt presente ai capi dell'emettitore, alla base e al collettore del transistor in prova. Nel circuito di fig. 4 si è impiegato un transistor PNP.

Gli strumenti di misura montati nel circuito assolvono alle seguenti funzioni:

M_1 - microamperometro del tipo da 0-100 μA: misura la corrente di base I_b in relazione alla tensione V_{BE} applicata alla base;

M_2 - milliamperometro del tipo da 0-10 mA: misura la corrente di collettore I_c in relazione alla tensione V_{CE} applicata al collettore; essa dipende quindi dalla polarizzazione della base.

Il principio su cui si basa la misura è quello della determinazione della variazione della corrente di collettore I_c in funzione della tensione V_{CE} mantenendo la corrente di base I_b fissa a un valore dato. Per effettuare la misura si procede come segue:

a) Prendendo per esempio un valore di V_{CE} uguale a 5 V, si regola il potenziometro P_b fino ad ottenere sullo strumento M_1, un valore di corrente di base di 30 μA.

b) Si regola il potenziometro P_c, fino ad ottenere una tensione V_{CE} di 10 V e poi si ritocca, per mezzo di P_b, il valore della corrente I_b che deve essere di 30 μA.

c) Infine si legge sullo strumento M_2 il valore della corrente di collettore I_c.

Si determinano, in questo modo, diversi punti ricavati dalla relazione fra la corrente di collettore e la corrispondente tensione V_{CE}, tenendo sempre costante la corrente di base I_b a 30 μA. Con questi punti si può tracciare la curva II di fig. 5. Allo stesso modo si possono tracciare le curve I, III, IV e V corrispondenti a diversi valori fissi di corrente di base, come per esempio 40, 20, 10 e 0 μA.

L'insieme delle curve di fig. 5 costituisce la famiglia delle caratteristiche I_c-V_{CE} del transistor in prova. Come si può vedere, l'area della famiglia di curve può essere divisa in tre regioni distinte:

Regione X: si verifica un aumento molto rapido della corrente I_c.

Regione Y: si verifica un debole aumento della corrente I_c all'aumentare della tensione V_{CE}.

Regione Z: anche in questa regione si verifica un rapido aumento della corrente I_c. Questa è la zona cosiddetta di interdizione. Per non raggiungere questa interdizione si deve limitare il valore della V_{CE} al valore dato dal costruttore del transistor.

Un'altra curva interessante da ricavare è quella che si ottiene dalla corrente di base I_b in funzione della tensione fra base ed emettitore V_{be}, tenendo la tensione V_{CE} costante.

Con questo procedimento si ottengono delle curve come quelle di fig. 6. Da queste si può chiaramente vedere che all'aumentare della tensione V_{be}, considerata in valore assoluto, anche la corrente di base aumenta allo stesso modo e con una rapidità maggiore. L'influenza della tensione V_{ce} è molto bassa, infatti la curva punteggiata è valida nei tre casi in cui la tensione sia uguale a 1, 2 e 3 V.

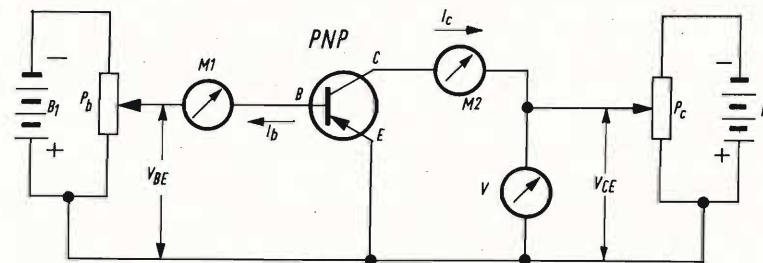



Fig. 4 - Montaggio di un circuito per la prova di un transistor.

Fig. 5 - Curve caratteristiche del transistor ricavate con il circuito di fig. 4.

Fattore di amplificazione di un transistor

Uno stadio amplificatore a transistor può dare una amplificazione avente un valore minore, uguale o maggiore di 1. Per adeguarci ai termini più in uso chiameremo l'amplificazione del transistor, guadagno.

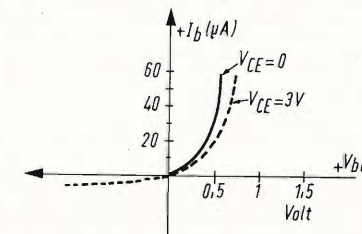



Fig. 6 - Curva che dà la corrente di base I_b in funzione della tensione V_{be} tenendo la tensione V_{ce} costante.

Il guadagno di corrente è dato da:

$$A_i = \frac{\Delta I_u}{\Delta I_{in}}$$

dove ΔI_u è la variazione della corrente sull'elettrodo di uscita e ΔI_{in} quella dell'elettrodo d'ingresso.

Il guadagno di tensione è dato da:

$$A_v = \frac{\Delta V_u}{\Delta V_{in}}$$

dove ΔV_u è la variazione della tensione di uscita e ΔV_{in} quella d'ingresso. Allo stesso modo si può calcolare il guadagno di potenza:

$$A_p = \frac{\Delta P_u}{\Delta P_{in}}$$

Passiamo ora alla determinazione della resistenza d'ingresso e di uscita dei transistor; la resistenza d'ingresso in continua è data dalla formula:

$$R_i = \frac{V_{be}}{I_b}$$

La resistenza in alternata ha la stessa espressione ma si deve sostituire alla tensione V_{be}, la sua variazione ΔV_{be} e così pure alla corrente I_b la ΔI_b.

La resistenza di uscita in continua è data dalla formula:

$$R_u = \frac{V_{CE}}{I_c}$$

Anche per questa, in alternata si dovranno usare i termini ΔV_{ce} e ΔI_c.

Tutte queste formule sono valide per il montaggio a emettitore comune.

Influenza della temperatura

L'importanza dell'influenza che la temperatura esercita sulle caratteristiche dei transistor, costituisce uno dei principali difetti dei transistor rispetto alle valvole.

Abbiamo esaminato in precedenza le curve caratteristiche dei transistor che permettono di scegliere un punto di funzionamento nella regione dove il transistor può lavorare senza pericoli di rotture o deterioramenti.

Bisogna tener presente però che all'aumentare della temperatura, anche le curve di funzionamento cambiano ed è possibile, di conseguenza, che il punto di funzionamento del transistor venga a trovarsi nella regione di interdizione, cosa questa che causerà l'alterazione e anche la distruzione del transistor.

Sulle caratteristiche fornite dai costruttori sono riportate le curve ricavate a una temperatura ambiente di 25 °C e qualche volta anche curve ricavate con temperature diverse, superiori o inferiori a 25 °C. Viene poi indicata la resistenza termica R_{th} misurata in °C/W.

In un secondo tempo si può calcolare la potenza P_c dissipata dal collettore e quindi calcolare la temperatura della giunzione T_j del transistor con l'aiuto della formula:

$$T_j = T_A + R_{th} P_c$$

Si deve tener presente però che il valore di T_j non deve superare il valore fissato dal costruttore.

La resistenza termica si può calcolare con la formula

$$R_{th} = \frac{T_{j\ max} - 25\ °C}{P_{c\ (diss)}\ (25°)}$$

dove $P_{c\ (diss)\ max}$ è la potenza massima di dissipazione del collettore.

Un altro metodo per conoscere la dissipazione del transistor è quello di utilizzare il diagramma di fig. 7, dal quale si può vedere quale valore di potenza P_o si ha con una temperatura ambiente di 25 °C, mentre si vede che a 80 °C il transistor non può più essere utilizzato.

Se sappiamo che la temperatura ambiente è di 52 °C, per esempio, si troverà sul diagramma un punto M la cui ordinata sarà P_1; questo sarà il valore della potenza massima ammissibile con questa temperatura. Il diagramma di fig. 7 rappresenta la seguente relazione:

$$P_{c\ (diss)} = \frac{T_{j\ max} - T_A}{R_{th}}$$

da questa è evidente che si dovrà cercare di diminuire il più possibile la resistenza termica R_{th} per aumentare la potenza P_c; cioè il transistor, a una temperatura T_A,

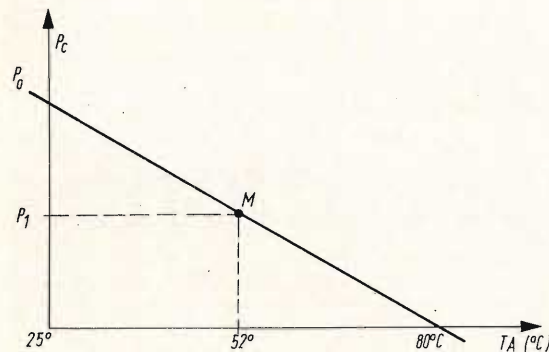



Fig. 7 - Grafico per valutare la dissipazione di un transistor in funzione della temperatura.

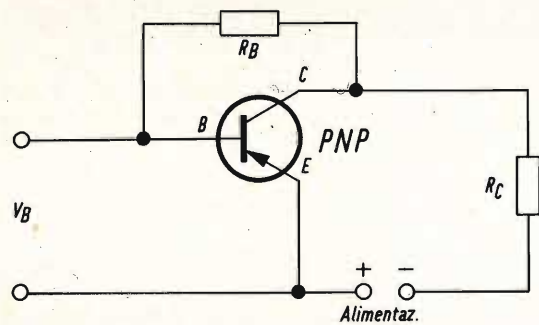



Fig. 8 - Circuito per la stabilizzazione della corrente di collettore.

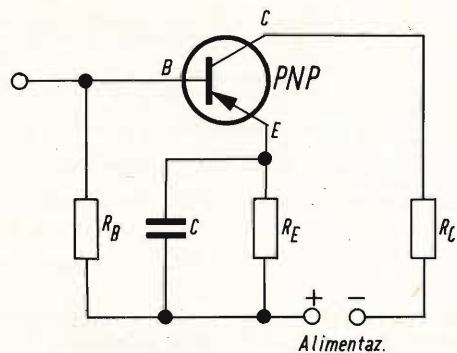



Fig. 9 - Circuito di controreazione per la stabilizzazione del transistor.

avrà la possibilità di dare una potenza maggiore. Questa diminuzione del valore di R_{th} si effettua disponendo sul transistor una aletta di raffreddamento o un radiatore avente una superficie adeguata.

Contemporaneamente si possono prendere delle precauzioni per stabilizzare la corrente di collettore come si può vedere nel circuito di fig. 8. Per far ciò è sufficiente polarizzare la base con l'aiuto di una sola resistenza R_B collegata al collettore. Così, quando la corrente di collettore I_c aumenta, sotto l'influenza della temperatura, la tensione sul collettore diminuisce e la corrente di base diminuisce anch'essa; l'effetto risultante di queste diminuzioni è quello di diminuire anche la corrente di collettore.

Si deve anche notare che questo dispositivo crea una specie di controreazione fra il collettore e la base che dà luogo a una diminuzione del guadagno, diminuendo allo stesso tempo la distorsione.

In fig. 9 abbiamo riportato lo schema di un circuito a controreazione con il quale si può stabilizzare il transistor in funzione della temperatura. Questo circuito stabilizzatore è formato dalla resistenza R_E e dal condensatore C. Quando la corrente di collettore aumenta, aumenta anche quella di emettitore, dunque quest'ultima, a causa della resistenza R_E, diventa più negativa e la corrente diminuisce.

Con segnali alternati applicati alla base, si ha una controreazione quando il condensatore C non è collegato, mentre se C ha un valore elevato, per esempio di 200 μF o più, non si ha controreazione che in continua, dunque si ha stabilizzazione. Si deve notare anche che il valore del condensatore C può determinare una controreazione di tipo selettivo, così se il condensatore ha un valore basso, per esempio, di 2.000 pF, si avrà controreazione solamente alle basse frequenze e man mano che la frequenza aumenta, aumenterà anche il guadagno alle frequenze elevate.

(Da « Le Haut-Parleur » 6704)

IL REGISTRATORE E LE SUE CARATTERISTICHE

REGISTRAZIONE

In questo articolo vogliamo dare, a grandi linee, le caratteristiche principali di funzionamento su cui si basa un registratore e per maggior chiarezza, abbiamo diviso l'apparecchio in tre parti distinte: parte elettromagnetica e cioè quella parte che riguarda la registrazione e la riproduzione del suono per mezzo delle testine; parte elettronica e cioè i circuiti oscillatori e amplificatori per la riproduzione del suono ed infine la parte meccanica che assicura il movimento del nastro magnetico.

Come tutti ben sappiamo su un registratore, il suono viene impresso con un processo magnetico su un nastro. Questo nastro che ha una larghezza media di 6,25 mm e che si svolge a una velocità costante davanti a una elettrocalamita eccitata dal segnale sonoro, ha la proprietà di poter conservare nel tempo « l'immagine » delle vibrazioni per un tempo indeterminato. A questo scopo, il nastro porta un numero considerevole di particelle di ossido di ferro magnetizzabile. Durante la riproduzione, uno stesso elettromagnete riproduce l'immagine sonora, in modo da renderla di nuovo udibile.

Grazie alle caratteristiche del nastro e alla particolare costruzione del registratore, è possibile ottenere la riproduzione ogni volta che si desidera senza che la qualità della riproduzione venga ad alterarsi.

Lo stesso nastro magnetico può venir utilizzato ogni volta per una nuova registrazione, in quanto la pista sonora precedente viene automaticamente cancellata grazie a un dispositivo di cancellazione posto nel registratore e che funziona solamente durante la registrazione. Si deve ricordare inoltre che ogni registrazione può essere conservata per un tempo praticamente illimitato e, fatto questo molto importante, che il nastro si presta molto bene al « montaggio » sonoro.

Il segnale sonoro che viene applicato all'elettromagnete della testina di registrazione è formato, nella sua forma più semplice, di variazioni della corrente elettrica provenienti dal microfono che ha captato le vibrazioni sonore. Queste correnti sono però molto basse e vengono per prima cosa amplificate prima di arrivare alla testina dell'elettromagnete dall'amplificatore di registrazione.

In riproduzione le correnti esistenti nella testina di riproduzione devono anch'esse essere amplificate prima di poter essere riprodotte dall'altoparlante sotto forma di vibrazioni dell'aria dall'amplificatore di riproduzione (fig. 1).

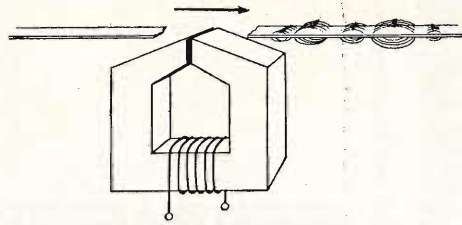



Fig. 1 - Il nastro fissa l'immagine magnetica sotto forma di vibrazioni sonore.

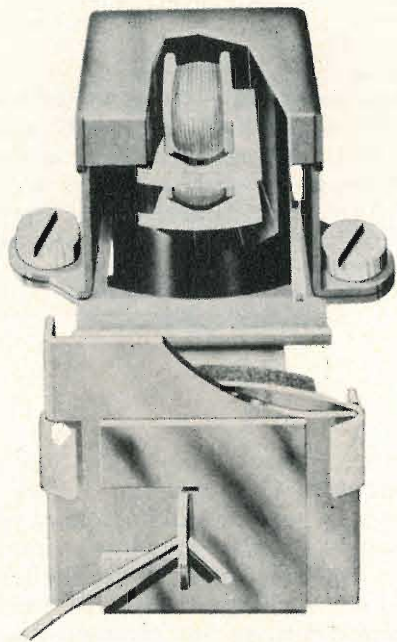



Fig. 2 - La testina magnetica di registrazione e di riproduzione è formata da una combinazione di due magneti posti in un contenitore di resina sintetica; tutto l'insieme è schermato contro i disturbi che possono essere provocati dal motore e dal trasformatore d'alimentazione. La parte frontale è formata da una piastrina elastica munita di un feltrino.
Questa parte è chiusa durante la registrazione o la riproduzione, il feltro tiene così premuto il nastro contro la testina.
Nei registratori a 4 piste, si utilizzano due sistemi magnetici. Il nastro può registrare quattro piste parallele, di 1,1 mm ciascuna di larghezza (cioè circa 1/4 della larghezza del nastro) e separate fra loro da una zona di sicurezza.

Pensiamo che il modo migliore di spiegare il funzionamento e la costruzione tecnica di un registratore sia quello di dividere l'apparecchio in tre diverse parti e cioè:

a) la parte elettromagnetica;

b) la parte elettronica;

c) la parte meccanica.

Parte elettromagnetica

Come abbiamo già detto, la testina è un piccolo elettromagnete (fig. 2). Il principio di funzionamento sul quale si basa l'elettromagnete è quello che un filo percorso da una corrente elettrica viene circondato da un campo magnetico invisibile. Quando il filo è avvolto attorno a un nucleo di ferro dolce (sotto forma di spirale o bobina) il campo magnetico è notevolmente più intenso.

Durante la registrazione del suono sul registratore viene utilizzato questo principio. Le variazioni di corrente nella bobina avvolta sulla testina fanno nascere un campo magnetico variabile e queste « vibrazioni magnetiche » influenzano le particelle di ferro poste sul nastro che passa davanti ai poli del magnete. Di conseguenza, in queste particelle si produce una specie di magnetismo « residuo », vale a dire che le particelle magnetiche permanenti assumono una certa direzione come si può vedere in fig. 3.

Facciamo ora il discorso inverso, la teoria è ancora molto semplice come si può immaginare. Quando il filo subisce l'influenza di un campo magnetico di intensità variabile, in questo filo si forma una corrente che varia al ritmo delle vibrazioni magnetiche. Questa, per esempio, si può produrre sotto l'azione di un elettromagnete davanti al quale si dispone il filo. Anche in questo caso, l'effetto sarà maggiore se il filo è avvolto attorno a un nucleo di ferro dolce. Durante la riproduzione del suono sul registratore, il nastro si dispone con le sue particelle

Fig. 3 - Rappresentazione schematica del processo di registrazione e di riproduzione magnetica. Da sinistra a destra: vibrazioni dell'aria, microfono, bassa corrente alternata, amplificatore di registrazione, elevata corrente elettrica alternata, testina di registrazione, nastro magnetico con registrazione magnetica, testina di riproduzione, bassa corrente elettrica alternata, amplificatore di riproduzione, elevata corrente elettrica alternata, altoparlante, vibrazioni dell'aria.

Fig. 4 - Controllo delle dimensioni e dell'allineamento del traferro delle testine magnetiche.

di ferro magnetizzate (si possono considerare dei piccoli magneti) davanti ai poli dell'elettromagnete; questo ricrea nella bobina le correnti originali (fig. 4).

Questo è il principio fondamentale di funzionamento delle testine di registrazione e di riproduzione del registratore e anche della registrazione sonora magnetica.

Come abbiamo detto in precedenza, nel registratore esiste anche il dispositivo di cancellazione necessario per poter utilizzare il nastro per una nuova registrazione. Anche questo è formato da un elettromagnete che, data la sua funzione, è chiamato testina di cancellazione. Essa elimina la magnetizzazione del nastro grazie a una elevata corrente alternata, in altre parole essa rende il nastro praticamente neutro. Essendo il senso di svolgimento del nastro da sinistra a destra, la testina di cancellazione sarà posta a sinistra della testina di registrazione come si può vedere in fig. 5.

Parte elettronica

Nella parte elettronica di un complesso di registrazione possiamo distinguere per prima cosa gli amplificatori che sono incorporati nel registratore allo scopo di fornire all'inizio alla testina le correnti

Alla presa d'ingresso si possono collegare tutte le sorgenti sonore come microfoni, giradischi, apparecchi radio o altri registratori. Alla presa di uscita è possibile collegare un altoparlante supplementare, un apparecchio radio, un amplificatore oppure un altro registratore.

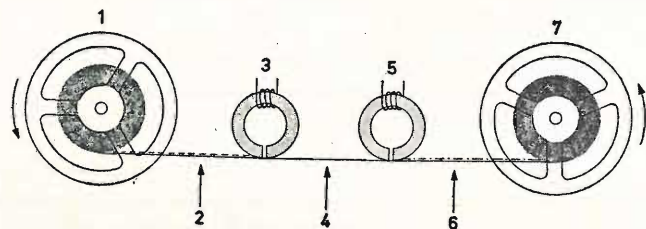



Fig. 5 - Disposizione durante il funzionamento della testina di cancellazione. 1) Bobina di svolgimento, 2) vecchia registrazione, 3) testina di cancellazione, 4) nastro magnetico neutro, 5) testina di registrazione, 6) nuova registrazione, 7) bobina di avvolgimento.

microfoniche amplificate dall'amplificatore di registrazione e alla fine di dare all'altoparlante il segnale sonoro amplificato ancora dall'amplificatore di riproduzione, munito quest'ultimo dei regolatori di volume.

Nei piccoli registratori commerciali di tipo non professionale, le funzioni dell'amplificatore di registrazione e di riproduzione sono combinate insieme. Nella parte posteriore dell'apparecchio sono poste delle prese di ingresso e di uscita.

Riportiamo ora brevemente il principio di funzionamento di alcuni di questi apparecchi.

Il **microfono** è lo strumento che trasforma le vibrazioni sonore dell'aria in basse correnti elettriche .La forma più semplice è data dal microfono a carbone.

Gli **amplificatori** sono utilizzati in gran numero nella tecnica radiofonica, sia nei nostri apparecchi casalinghi, che per am-

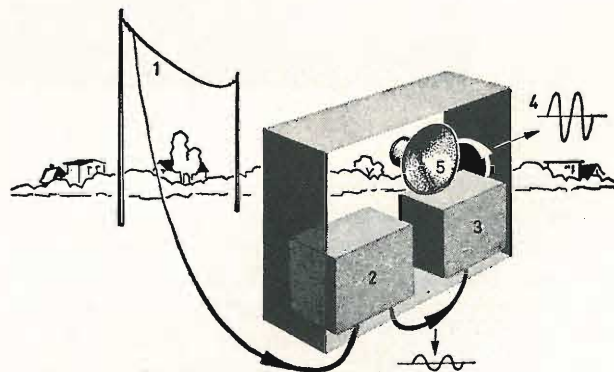



Fig. 6 - Esempio di composizione di un ricevitore. 1) antenna, 2) parte ricevente ad alta frequenza, 3) amplificatore di bassa frequenza, 4) vibrazioni elettriche amplificate, 5) altoparlante.

plificare il suono captato dal microfono nello studio prima che questo arrivi al trasmettitore. Il ricevitore si compone generalmente di una parte di alte frequenze per la ricezione, la selezione e l'amplificazione delle onde radio (onde di alta frequenza che sono le portanti di vibrazioni di bassa frequenza) provenienti dall'antenna, il rivelatore (che separa dalla portante le vibrazioni di bassa frequenza) e di una parte di bassa frequenza per la amplificazione di questo segnale, che può essere reso udibile per mezzo dell'altoparlante come si può vedere in fig. 6.

Il pick-up, come abbiamo già detto, è un'altra forma di sorgente sonora. Nella sua forma più semplice consiste di un giradischi, vale a dire un braccio di lettura e un meccanismo per fare girare il disco. Il braccio è munito di un captatore che capta meccanicamente le vibrazioni incise sui solchi del dischi, le trasforma in basse correnti elettriche e le invia finalmente a un amplificatore. Questo amplificatore può, per esempio, essere la parte di bassa frequenza di un ricevitore (figura 7).

L'**altoparlante** trasforma le basse correnti elettriche amplificate in suono udibile. Esso dunque funziona all'inizio come un microfono invertito. L'altoparlante è quindi un elemento indispensabile e molto importante in pratica per la riproduzione.

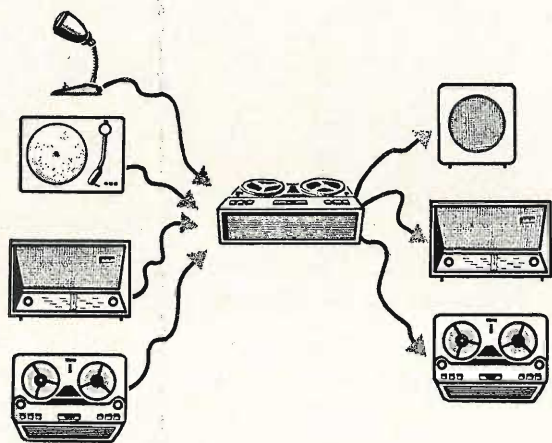



Fig. 7 - Possibilità di collegamento di un registratore normale. A sinistra si vedono gli apparecchi che si possono collegare all'ingresso e cioè: microfono, giradischi, radioricevitore o un altro registratore. A destra si vedono gli apparecchi che si possono collegare in uscita: altoparlante supplementare, radioricevitore o un altro registratore.

Per ottenere con un semplice registratore una qualità di riproduzione migliore possibile, è consigliabile non usare solamente l'altoparlante dell'apparecchio, che spesso è di piccole dimensioni, a causa delle necessità d'ingombro, ma un altoparlante più grande posto magari in una cassetta acustica.

Un ricevitore radio ha di solito una presa per applicare un altoparlante supplementare. Spesso si utilizza questa presa che da un segnale già amplificato, per realizzare su un registratore una registrazione di una trasmissione radio. Il risultato sarà allora migliore di quello che si otterrebbe mettendo il microfono davanti all'altoparlante.

Parte meccanica

Questa è la parte forse più importante del registratore (fig. 8). Il meccanismo di trasporto deve assicurare lo svolgimento del nastro davanti alle testine mantenendo una velocità assolutamente costante. Se non si riesce ad ottenere questa condizione, si avrà una variazione dell'altezza del suono. La velocità che è stabilizzata dal meccanismo di trasporto deve essere esattamente uguale sia in registrazione che in riproduzione. Una velocità di riproduzione più alta fa aumentare il tono, una velocità più bassa lo diminuisce, così una velocità di registrazione troppo alta provoca in riproduzione un tono troppo basso ecc. Il rapporto di velocità 1:2 significa una differenza di altezza del suono esattamente di una ottava.

Oltre al meccanismo di trasporto, un registratore presenta un grande numero di pezzi meccanici, generalmente dei comandi e delle leve per il comando e per le trasmissioni corrispondenti.

Il metodo migliore di sapere come si compone il sistema meccanico di un registratore è di osservarlo sulla piastra. Il nastro deve essere trasportato dalla bobina di svolgimento alla bobina di avvolgimento passando davanti alle testine.

Questo trasporto si effettua per mezzo di uno o più motori elettrici. Noi ci limiteremo alla versione a un solo motore che mette in movimento l'asse di trascinamento, chiamato « puleggia motrice ». L'estremità di questo asse è visibile sulla piastra dell'apparecchio e fa svolgere il nastro che è pressato contro di esso da una rondella di gomma. La bobina di svolgimento è anch'essa trainata dal motore, per esempio da una cinghietta con l'impiego di un accoppiamento a frizione, perché durante l'avvolgimento, la sezione della bobina del nastro è sempre maggiore e di conseguenza la bobina deve girare più lentamente. Se l'asse della bobina di svolgimento girasse alla stessa velocità costante dell'asse della puleggia motrice, si eserciterebbe una forza troppo elevata sul nastro e questo si potrebbe rompere. In caso di arresto brusco, e nel caso non ci fosse il dispositivo di accoppiamento a frizione, la bobina di sinistra continue-

Fig. 8 - Sistema di trascinamento di un registratore. M = motore, 1) puleggia motrice in gomma, 2) albero di trascinamento, 3) volano, 4) bobina di avvolgimento, 5) accoppiamento a frizione, 6) bobina di svolgimento, 7) accoppiamento a frizione.

rebbe a girare ancora per qualche secondo e svolgerebbe dunque il nastro che non potrebbe essere trasportato.

Fra le funzioni molto importanti del meccanismo di trasporto, si deve ancora ricordare la possibilità di riavvolgimento e di avanzamento rapido del nastro.

Anche per la scelta delle diverse velocità, possibile ormai sulla maggior parte dei registratori, si agisce meccanicamente con dei sistemi di trasmissioni molto ingegnosi e spesso complicati.

Si impiegano spesso delle rondelle intermedie in gomma. La velocità di rotazione dell'asse di trascinamento è mantenuta costante per mezzo di un volano.

Fig. 9 - Banco di prova per la verifica delle proprietà del nastro magnetico.

La Keithley Instruments, nota casa americana costruttrice di strumenti di precisione per usi professionali, presenta questo elettrometro, interamente a stato solido, dalle prestazioni veramente sorprendenti.

L'uso in ingresso di due transistor ad effetto di campo del tipo MOS, ha consentito di raggiungere una impedenza di ingresso superiore a 10^{14} Ω e una corrente di riposo di 5×10^{-15} A che assicura la massima risoluzione per misure di corrente e di carica. Anche la stabilità è eccellente: la deriva dello zero al variare della temperatura esterna è di poche diecine di μV per °C.

Possibilità e applicazioni

Come voltmetro: *precisione dell'1% su tutte le gamme da 1 mV a 10 V. L'elevatissima impedenza di ingresso permette la misura di potenziali attraverso semiconduttori, cristalli piezoelettrici, celle elettrochimiche, ecc.*

Come amperometro: *lavora nella gamma dei picoampere (10^{-9} A) ed è utilissimo in vari dispositivi, tra cui fotomoltiplicatori e rivelatori di radiazioni.*

Come ohmetro: *impiega un sistema di misura a corrente costante che garantisce la massima precisione nelle gamme da 100 Ω a 10^{13} Ω.*

Come coulomb-metro: *le misure di carica possono venire effettuate direttamente e mediante integrazione, con una risoluzione di 10^{-14} coulomb.*

Come amplificatore: *è dotato di guadagno variabile a scatti da 0,1 - 0,33 - ... fino a 1.000. La precisione nel guadagno unitario è dello 0,005%.*

RIPARAZIONE E MESSA A PUNTO DEGLI AMPLIFICATORI B. F. MEDIANTE OSCILLOSCOPIO

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

Parte II

In questo articolo riportiamo la spiegazione delle caratteristiche « ampiezza-frequenza », i vari tipi di distorsione che si possono incontrare in un amplificatore e alcune considerazioni effettuate su un semplice amplificatore.

Per controllare in modo esatto le reali prestazioni di un amplificatore di bassa frequenza si deve ricorrere all'esame delle caratteristiche « ampiezza-frequenza » e della curva « distorsione-potenza d'uscita ». Grazie a queste particolari caratteristiche, si può constatare se l'amplificatore in prova dà in uscita lo stesso segnale d'ingresso naturalmente amplificato. Si deve notare che può verificarsi anche il caso di avere delle caratteristiche buone ma dei risultati all'ascolto poco soddisfacenti.

Questo particolare stato di cose può essere dovuto a una distorsione di fase molto elevata o dalla eccitazione che si può provocare in un componente o in un gruppo di componenti che presentano una frequenza propria, sotto l'effetto di un fenomeno transitorio.

Descriviamo ora il metodo pratico per ottenere la curva di risposta « ampiezza-frequenza » di un amplificatore di bassa frequenza. La prima operazione da fare è quella di collegare all'ingresso dell'amplificatore in prova un segnale avente una tensione d'ampiezza costante ma una frequenza variabile; fatto ciò, si può tracciare la curva di risposta per punti, in quanto ad ogni valore di tensione corrisponderà un valore di frequenza. La forma d'onda della tensione d'ingresso può essere sia sinusoidale che quadrata.

Se, durante le misure, si è reso necessario apportare delle modifiche ai circuiti di tono, di volume o di qualche altra parte del circuito dell'amplificatore, è buona cosa ripetere da capo la misura per controllare se le modifiche hanno apportato dei miglioramenti. Questo è un lavoro lungo e piuttosto fastidioso da fare, ma dà senza dubbio dei buoni risultati.

Per tutti coloro che possiedono un laboratorio ben fornito di strumenti, consigliamo l'impiego di un vobbulatore al posto del generatore. Con questo strumento posto all'ingresso dell'amplificatore, si potrà rilevare istantaneamente sullo schermo del cinescopio, l'intera curva « ampiezza-frequenza ». Un generatore di bassa frequenza fornisce un segnale la cui frequenza può variare da 35 Hz a 20.000 Hz circa ad ampiezza costante. Questo segnale viene applicato all'ingres-

so dell'amplificatore mentre il segnale di uscita va mandato al circuito di deflessione verticale dell'oscilloscopio.

Allo stesso tempo al circuito di deflessione orizzontale viene inviata una tensione periodica proveniente anch'essa dal generatore.

In fig. 5 viene riportata la disposizione e i collegamenti vanno fatti con cavetto schermato di bassa capacità. Come si può vedere dalla figura, l'uscita del generatore è collegata all'ingresso dell'amplificatore, mentre l'uscita di quest'ultimo è collegata all'ingresso verticale dell'oscilloscopio; l'altra uscita del generatore è invece mandata all'ingresso orizzontale dell'oscilloscopio.

no a 20.000 Hz. Altra precauzione da prendere è quella di far variare la frequenza del segnale di bassa frequenza fornito dal generatore in perfetto sincronismo con la scansione dell'oscilloscopio. Questo inconveniente si può risolvere facilmente usando lo stesso generatore sia per la vobbulazione del segnale BF sia per la scansione dell'oscilloscopio. Tenendo conto di queste particolari condizioni, si potrà ottenere un buon oscillogramma che rappresenta la risposta « ampiezza-frequenza » dell'amplificatore.

La curva « ampiezza-frequenza » come normalmente viene rappresentata graficamente, si deve intendere sotto forma della traccia disegnata sullo sviluppo del

Fig. 5 - Metodo di collegamento di un amplificatore in prova, a un generatore di bassa frequenza e a un oscilloscopio.

Per ottenere sullo schermo dell'oscilloscopio una buona curva di risposta, si deve fare in modo che l'ampiezza del segnale fornito dal generatore resti costante su tutta la gamma di frequenze compresa fra 35 Hz e 20.000 Hz.

Si deve notare, a questo punto, che anche l'amplificatore verticale dell'oscilloscopio deve dare una risposta lineare fi-

diagramma di fig. 6. Purtroppo dobbiamo far presente che un apparecchio avente le caratteristiche del generatore sopracitato è molto costoso e non alla portata di tutti i laboratori.

Distorsione dell'amplificatore

Dopo aver rilevato la curva di risposta con un segnale sinusoidale, è consigliabile, se vogliamo scoprire in modo più esatto delle deformazioni e delle distorsioni, applicare all'ingresso dell'amplificatore in prova una tensione ad onde quadre avente una frequenza nota ed esaminare quindi all'oscilloscopio il segnale d'uscita. Si possono così rilevare tutte le imperfezioni che sono presenti nell'amplificatore. Riportiamo ora, per maggior chiarezza, i diversi tipi di distorsione che si possono riscontrare in un amplificatore di bassa frequenza:

1 - **Distorsione lineare.** Questo particolare tipo di distorsione viene anche chiamata distorsione di frequenza. Essa viene di solito rilevata esaminando la curva che rappresenta il guadagno in funzione della frequenza.

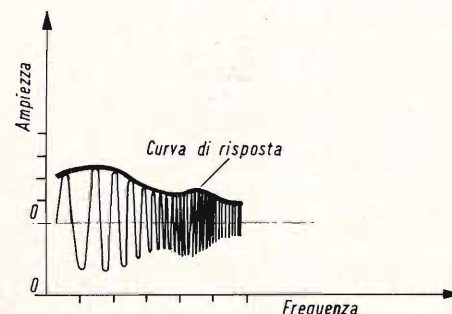



Fig. 6 - Caratteristica ampiezza/frequenza. La curva di risposta è ricavata seguendo la forma del segnale.

2 - **Distorsione non lineare.** Questa distorsione viene chiamata anche distorsione di ampiezza. In questo caso si ha che il segnale che all'ingresso era di forma sinusoidale, in uscita avrà assunto un'altra forma. Si ha perciò una formazione di « armoniche »; misurando la loro ampiezza, si può determinare il valore della distorsione non lineare per un dato valore di potenza considerato.

3 - **Distorsione di transmodulazione.** È una forma particolare della distorsione non lineare, infatti essa si manifesta quando due o più tensioni aventi frequenze diverse vengono applicate nello stesso istante all'ingresso dell'amplificatore. Questa distorsione può essere dovuta anche alle varie combinazioni di somma o di differenza delle frequenze del segnale all'ingresso.

4 - **Distorsione di fase.** Questo particolare tipo di distorsione si manifesta quando in un amplificatore la durata dello spostamento di un segnale è in funzione della frequenza. Per quanto riguarda gli amplificatori di bassa frequenza, questa distorsione non presenta una grande importanza, in quanto il nostro orecchio non è in grado di distinguere questo sfasamento. Bisogna tenere presente invece che questa distorsione ha una importanza grandissima nel caso di amplificatori per oscilloscopi o per televisione. Così è necessario che un amplificatore avente una caratteristica « guadagno-frequenza » perfettamente lineare, abbia anche una distorsione di fase minima. Per ottenere questa condizione è necessario che la caratteristica resti lineare fino alle frequenze più alte.

Considerazioni generali su un circuito amplificatore di principio

Per queste nostre considerazioni, dobbiamo prendere come esempio il semplice circuito amplificatore con collegamento a resistenza-condensatore rappresentato in fig. 7. Quando si genera una variazione nel segnale di griglia, dovuto al segnale di pilotaggio applicato all'ingresso (cioè sulla valvola V1), la stessa variazione, naturalmente amplificata, si riscontra nel punto A del circuito, cioè sull'anodo della valvola V1. Per questa ragione, applicando all'ingresso una tensione positiva di valore costante, per esempio la tensione di una batteria con il polo positivo rivolto verso la griglia, si avrà un aumento della corrente nella resistenza R1 e una diminuzione della tensione nel punto A. Questa variazione viene dunque trasmessa dal condensatore C1 alla griglia della valvola V2 e più precisamente nel punto B. La tensione presente nel punto B resterà costante in quanto non presenta alcun legame con la tensione nel punto A. Si deve tener presente che il condensatore C1 blocca la componente continua. La griglia della valvola V2 riprenderà il valore della tensione iniziale in quanto il condensatore C1 si scarica attraverso le resistenze R1 e R2.

Per maggior semplicità e chiarezza in

queste brevi note non teniamo conto delle capacità parassite, come la capacità di uscita della valvola V1, la capacità d'ingresso della valvola V2 e la capacità di fuga sull'anodo della V1, ecc. La somma di queste capacità può essere considerata come una capacità (C3) posta in parallelo alla resistenza R1.

Quando all'ingresso dell'amplificatore vengono applicate alternativamente delle tensioni positive o negative sulla griglia della valvola V_1, si avranno delle brusche

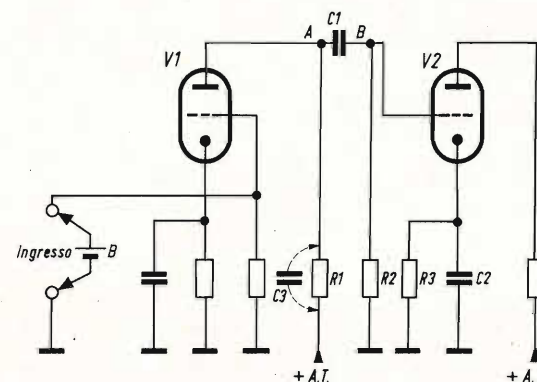



Fig. 7 - Esempio tipico di un circuito amplificatore a resistenza capacità.

variazioni di corrente nella resistenza R_1 che però non daranno delle variazioni di potenziale istantanee dal punto A. Questo è dovuto al fatto che il condensatore C_3 ha un certo tempo di scarica. Di conseguenza si avrà che gli angoli della curva che rappresenta le variazioni di potenziale nel punto A saranno sostituiti da spigoli arrotondati in modo più o meno accentuato a seconda del valore della capacità.

In definitiva si avranno i risultati riportati in fig. 8.

Per chi non possedesse un generatore di onde quadre, diciamo che per ottenere delle onde quadre, è sufficiente essere molto pronti ad invertire i poli della tensione applicata alla griglia della valvola V_1 procedendo con una cadenza regolare e rapida!

In riferimento alla fig. 7 possiamo concludere facendo le seguenti osservazioni:

a) Per aumentare il tempo di scarica è necessario che il condensatore C_1 abbia una capacità molto elevata; di conseguenza si avrà alle frequenze basse una migliore trasmissione dei segnali.

b) Oltre al condensatore C_1 si deve aumentare anche il valore della resisten-

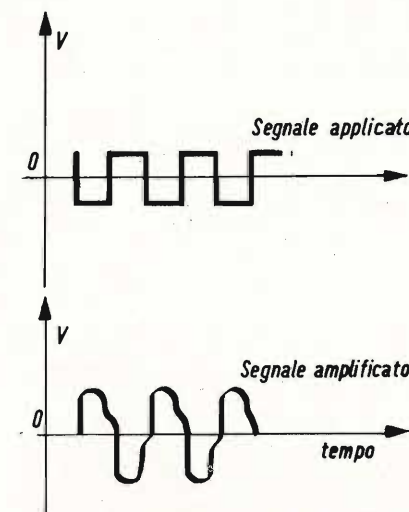



Fig. 8 - Effetto della distorsione di un amplificatore su un segnale d'ingresso rettangolare.

za R_2, sempre per aumentare il tempo di scarica del circuito. Questa variazione è però limitata dalla necessità di mantenere costante la tensione di griglia della valvola. D'altro canto non si può agire sulla resistenza R_1 in quanto il valore di questa resistenza è determinato dalla resistenza anodica di carico della valvola V_1.

c) Per concludere, possiamo dire che se vogliamo migliorare il funzionamento dell'amplificatore alle frequenze elevate, si può aumentare il valore del condensatore di disaccoppiamento C_2. Si deve notare che le variazioni della corrente nell'ultima valvola tendono a far variare la polarizzazione, mentre al contrario quando il condensatore C_2 ha una capacità elevata si ha una caduta di tensione costante nella resistenza di polarizzazione R_3. Oltre a questo si ha anche una riduzione dell'impedenza catodica rispetto alle correnti di bassa frequenza.

(Da « Le Haut-Parleur » 6604)

Iniziamo con questo numero una breve rassegna di articoli riguardanti i relè a corrente continua. In questo primo articolo ci occuperemo delle diverse particolarità di costruzione dei relè, mentre nei prossimi vedremo la parte elettrica e qualche esempio pratico d'impiego.

I RELÈ A CORRENTE CONTINUA

COSTRUZIONE MECCANICA

In fig. 1 riportiamo un esempio di costruzione di un relè. In esso si può vedere la staffa A che da un lato porta il nucleo B sul quale è avvolta la bobina C e dall'altro lato sopporta per mezzo di un blocchetto isolante D l'insieme delle molle indicate con E e F. Quest'ultime sono munite di contatti G. La staffa A sostiene inoltre l'armatura H montata su cerniere e assicura anche la chiusura completa del circuito magnetico ad eccezione del traferro fra l'armatura H e il nucleo B. Se si fa passare una corrente continua nella bobina C, il nucleo B viene magnetizzato e si producono per mezzo della staffa A e dell'armatura H due poli di senso contrario dai due lati del traferro.

Fig. 1 - Esempio di costruzione di un relé. A) supporto di fissaggio in ferro; B) nucleo di ferro; C) avvolgimento; D) materiale isolante per il fissaggio delle molle di contatto E e F; G) puntine di contatto; H) armatura; I) punta isolante per l'azionamento della molla F; J) puntine in rame per impedire l'attrazione.

In presenza di una corrente sufficientemente elevata, l'armatura H viene attirata contro il nucleo, il suo blocchetto isolante preme le molle di contatto F e i contatti vengono chiusi. Se la corrente viene interrotta, la pressione della molla antagonista F riporta nella sua posizione originale l'armatura H. Il nucleo B, la staffa A e l'armatura H possono essere di un materiale che presenti un residuo magnetico molto basso, vale a dire che dopo l'interruzione della corrente nella bobina C, questi pezzi non conservano più la minima traccia di magnetizzazione; infatti un residuo di magnetizzazione avrebbe per effetto di mantenere l'armatura H avvicinata al nucleo.

In generale viene impiegato per la fabbricazione di questi pezzi del ferro dolce; però, anche il miglior ferro dolce presenta sempre una certa proporzione di residuo. La tendenza alla attrazione può essere soppressa completamente montando una punta in rame J sull'armatura H, che impedisce a quest'ultima di venire completamente attratta contro il nucleo quando il relè scatta. Grazie a questa pun-

tina J, resta un traferro molto piccolo; esso costituisce per il campo una resistenza magnetica abbastanza elevata sebbene quest'ultima abbia un valore abbastanza basso dopo l'interruzione della corrente;

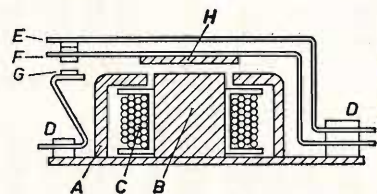



Fig. 2 - Esempio di costruzione di un relé miniatura. A) supporto in ferro; B) nucleo di ferro; C) avvolgimento; D) materiale isolante; E, F, G) molle di contatto; H) armatura.

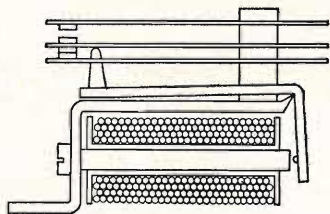



Fig. 3 - Variante della costruzione meccanica del relé di fig. 1.

questo rende il rischio di attrazione nullo in seguito alla forza esercitata sull'armatura delle molle di contatto F.

Per eliminare l'inconveniente che l'armatura H possa spostarsi in seguito allo spostamento del circuito sul quale è montato il relè, alcuni costruttori hanno aggiunto una molla supplementare, eliminando così il rischio della chiusura involontaria dei contatti G e rendendo possibile anche l'utilizzazione dei relè negli apparecchi portatili.

In fig. 2 abbiamo riportato un altro esempio di costruzione di relè, diverso da quello di fig. 1. Si possono notare gli stessi pezzi, ma il nucleo B è questa volta fissato al supporto A che è doppio e può essere costruito sotto forma di un contenitore che circonda la bobina C, il doppio traferro fra il supporto A e il nucleo B (oppure nel caso di un contenitore, il traferro anulare) può essere chiuso dall'armatura H che è collegata direttamente in questo caso con la molla di contatto F. Questa molla di contatto F fa contatto nella posizione di riposo con la molla E e quando il relè è in posizione di lavoro, con il contatto G. Si tratta dunque di un contatto d'inversione. In generale, si può dire che questa costruzione del relè offre una migliore sensibilità e scatta con un valore di corrente più basso di quello richiesto per l'eccitazione del relè di fig. 1. Inoltre, la velocità di attrazione sarà in generale leggermente più elevata, specialmente a causa delle masse più piccole dell'armatura e delle molle. L'esecuzione di fig. 3 ha diversi punti in comune con quella di fig. 1; esiste però, una differenza fondamentale in quanto lo spostamento dell'armatura è aumentato con una leva, poi trasmessa alla molla di contatto come mostra la figura. Così, da una parte, si può ottenere, per lo stesso spostamento dell'armatura (come in fig. 1), uno spostamento maggiore per i contatti e, dall'altra parte, per uno stesso spostamento dei contatti, ci si può accontentare di un minor spostamento dell'armatura; quest'ultima può essere regolata in posizione di riposo più vicino al nucleo e la sensibilità può dunque essere influenzata in modo favorevole.

Per concludere, riportiamo in fig. 4, il principio di funzionamento di un relè bipolare vale a dire a tre posizioni e cioè una posizione di riposo e due posizioni di lavoro. Questo relè particolare utilizza due bobine che possono fare oscillare l'armatura verso destra o verso sinistra e permettono così di ottenere dei risultati particolari.

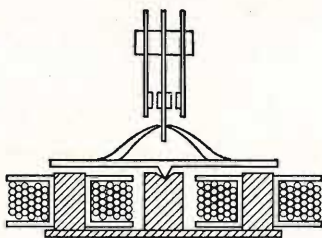



Fig. 4 - Schema di principio di un relé bipolare.

Relé di potenza

Terminali: con attacchi Faston miniatura 2,86
Fissaggio: a vite 3 MA
Esecuzione: a giorno
Contatti: argento-nichel
Tensione max tra i contatti: 250 Vcc-ca
Corrente max sui contatti: 10 A
Potenza di eccitazione: 1,5 W cc - 2,5 VA ca
Potenza di commutazione: 300 W cc - 1,2 kVA ca n.i.

Contatti	Tensione	Ω	
3 scambi	6 Vcc	30	**GR/1**
3 »	12 Vcc	100	**GR/10**
3 »	24 Vcc	460	**GR/20**
3 »	6 Vca	5	**GR/30**
3 »	12 Vca	20	**GR/40**
3 »	24 Vca	70	**GR/50**
3 »	220 Vca	8.200	**GR/60**

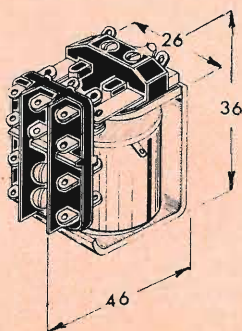
Relé di potenza

Terminali: a saldare
Fissaggio: a vite 3 MA
Esecuzione: a giorno
Contatti: argento-nichel
Tensione max tra i contatti: 250 Vcc-ca
Corrente max sui contatti: 10 A
Potenza di eccitazione: 1,5 W cc - 2,5 VA ca
Potenza di commutazione: 300 W cc - 1,2 kVA ca n.i.

Contatti	Tensione	Ω	
2 scambi	6 Vcc	30	**GR/70**
2 »	12 Vcc	100	**GR/80**
2 »	24 Vcc	460	**GR/90**
2 »	110 Vcc	9.000	**GR/100**
3 »	6 Vcc	30	**GR/110**
3 »	12 Vcc	100	**GR/120**
3 »	24 Vcc	460	**GR/130**
3 »	110 Vcc	9.000	**GR/140**
2 »	6 Vca	5	**GR/150**
2 »	12 Vca	20	**GR/160**
2 »	24 Vca	70	**GR/170**
2 »	220 Vca	8.200	**GR/180**
3 »	6 Vca	5	**GR/190**
3 »	12 Vca	20	**GR/200**
3 »	24 Vca	70	**GR/210**
3 »	220 Vca	8.200	**GR/220**

Relé di potenza

Terminali:	con attacchi Faston
Fissaggio:	2 dadi 3 MA
Esecuzione:	con calotta antipolvere
Contatti:	argento-nichel
Tensione max tra i contatti:	500 V eff.
Corrente max sui contatti:	15 A
Potenza di eccitazione:	3 W cc - 7 VA ca
Potenza di commutazione:	1 kW cc - 4 kVA ca n.i.

	Contatti	Tensione	Ω
GR/230	3 scambi	12 Vcc	60
GR/240	3 »	24 Vcc	240
GR/250	3 »	24 Vca	20
GR/260	3 »	220 Vca	2.000
GR/270	3 »	380 Vca	5.900

Relé di media potenza

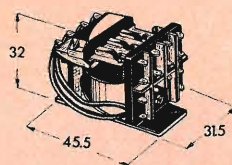
Terminali:	a saldare
Fissaggio:	a vite 4 MA
Esecuzione:	a giorno
Contatti:	argento
Tensione max tra i contatti:	115 Vca
Corrente max sui contatti:	5 A
Potenza di eccitazione:	1 W

	Vecchio numero	Contatti	Vcc	Ω
GR/300	G/1485	2 scambi	6	67
GR/310	G/1486	2 »	12	220
GR/320	G/1487	2 »	24	820

Relé di media potenza

Bobina impregnata in resina.

Terminali:	a saldare
Fissaggio:	a vite e dado 3 MA
Esecuzione:	a giorno
Contatti:	argento
Tensione max tra i contatti:	250 V
Corrente max sui contatti:	5 A
Potenza di eccitazione:	1,3 W cc - 2,5 VA ca

	Contatti	Tensione	Ω
GR/330	2 scambi	6 Vcc	32
GR/340	2 »	12 Vcc	130
GR/350	2 »	24 Vcc	500
GR/360	3 »	6 Vcc	32
GR/370	3 »	12 Vcc	130
GR/380	3 »	24 Vcc	500
GR/390	2 »	6 Vca	—
GR/400	2 »	12 Vca	—
GR/410	2 »	24 Vca	—
GR/420	2 »	220 Vca	—
GR/430	3 »	6 Vca	—
GR/440	3 »	12 Vca	—
GR/450	3 »	24 Vca	—
GR/460	3 »	220 Vca	—

Non ci soffermeremo oltre sui relè bipolari in quanto sono poco usati.

L'insieme delle molle di contatto

Per quanto riguarda le molle di contatto e le parti corrispondenti, si deve tener conto di diverse cose. Durante la commutazione dei circuiti ad alta tensione per esempio è necessario che la distanza fra i contatti delle due molle sia abbastanza grande perchè non si produca alcuna scarica fra di essi. Allo stesso tempo, nel fissaggio delle molle di contatto nell'isolante, si devono prendere delle precauzioni contro queste scariche; in generale si deve fare in modo che la tensione massima indicata dal fabbricante non venga superata.

Quando si utilizzano delle correnti forti, la sezione delle molle di contatto deve essere tale da non produrre alcun riscaldamento, causato da una resistenza chimica del materiale troppo elevata.

Tensioni di picco molto elevate possono prodursi in caso di carico induttivo, tensioni che possono provocare la formazione di archi; nei contatti di rame si produrrà in questo caso la formazione locale di un calore elevato che potrebbe bruciare i contatti. Allo stesso tempo bisogna fare attenzione a non superare il valore di corrente massimo stabilito dal fabbricante.

Il metallo usato più spesso per le molle di contatto è il bronzo fosforoso o il rame-berillio, mentre per i contatti si utilizzano nella maggior parte dei casi delle piastrine d'argento.

Durante la misura della resistenza di passaggio delle due piastrine d'argento, si misurerà spesso una resistenza molto alta se si effettua la misura con una bassa tensione continua; questa resistenza può anche essere infinita, questo si verifica quando si ha una elevata pressione sui contatti.

Tuttavia, se si misurano questi contatti con una tensione elevata, per esempio maggiore di 20 V, questo fenomeno non si noterà mai o raramente.

Si deve notare che, anche quando i contatti vengono puliti, si forma quasi subito su di essi una patina molto sottile di ossido che forma uno strato isolante durante l'applicazione di una bassa tensione. Con una tensione più elevata, questo strato viene perforato e non si nota più la resistenza di passaggio.

Questo effetto dipende anche dalla quantità di corrente che si fa passare attraverso i contatti, tenendo conto di questi fenomeni, non è consigliabile utilizzare dei contatti in argento se la tensione da commutare è minore di 20 V circa. Per questa gamma, esistono dei contatti speciali in oro in cui i contatti sono composti di una lega d'oro che dà una resistenza di contatto molto bassa, anche con tensioni basse.

Ritorniamo alla fig. 1, da questa si può vedere che le molle F devono esercitare una pressione sufficiente verso il basso perché l'armatura H sia mantenuta in posizione di riposo mentre il relè non è più eccitato. L'armatura dunque deve superare questa pressione per spostare verso l'alto la molla F fino a che questa non possa staccarsi, perché l'armatura H è premuta contro il nucleo B.

La pressione di contatto dunque è determinata esclusivamente dalla forza elastica della molla superiore E e lo spostamento di questa con H; questo spostamento non può essere mai molto grande, perché altrimenti la corsa dell'armatura dovrà essere molto maggiore di quella indicata sulla figura.

A questo scopo, per ottenere una forte pressione di contatto, la molla E dovrà essere molto rigida, dunque di metallo molto spesso. Per i contatti d'inversione della fig. 2, la pressione di contatto non potrà essere maggiore per le ragioni seguenti:

nella posizione di riposo, il contatto F deve essere messo verso l'alto per evitare di far contatto con la molla inferiore. Questa pressione deve essere compensata dal contatto E che non deve essere diretta troppo fortemente verso il basso, perché altrimenti, durante lo scatto del relè, esso continuerà a seguire il contatto F e non potrà ritornare a posto.

Per eliminare queste difficoltà, è possibile trovare una soluzione come quella rappresentata in fig. 5 con i contatti d'inversione; in questo tipo le molle possono essere molto meno, e, quindi, si può ottenere una forte pressione di contatto grazie ai supporti molto tesi.

Le molle ricevono qui una precurvatura in modo che esse forniscono, per una piccola massa, una elevata forza elastica nella loro zona di utilizzazione. Se queste molle sono staccate, esse prenderanno la posizione indicata in fig. 5b.

La molla di contatto che è azionata dall'armatura A è piegata verso il basso, di modo che la forza diretta verso il basso è sufficiente per vincere la forza elastica

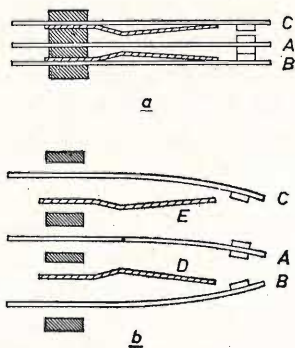



Fig. 5 - Disposizione di un insieme di molle di contatto per un contatto d'inversione. A, B e C: molle di contatto; D e E: supporti rigidi e non elastici per poter dare alle molle di contatto una certa pre-tensione.

della molla B e allo stesso tempo mantenere la punta I nella posizione inferiore se si utilizza il tipo di relè di fig. 1.

La molla del contatto inferiore B è diretta verso l'alto ma è mantenuta in posizione diritta dal pezzo D, essendo il relè in posizione di scatto. La pressione di contatto fra A e B è determinata dalla pressione elastica di B che deve essere più bassa di quella di A.

La molla di contatto superiore C è diretta verso il basso ed è tenuta dal pezzo rigido E, di modo che questo contatto non può seguire la molla A se questa si trova nella posizione di riposo. La pressione di

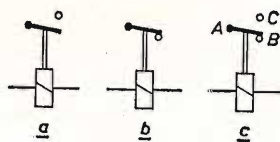



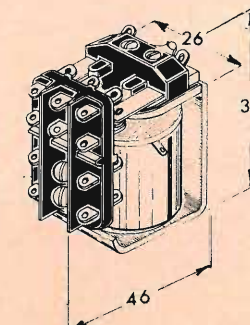
Fig. 6 - Schema di principio di tre relé secondo la loro utilizzazione. a) relé con un contatto di lavoro; b) relé con un contatto di rottura; c) relé con un contatto d'inversione.

contatto, quando il relè è in posizione di scatto, è allora determinata dalla forza elastica della molla C; in questa posizione e per una regolazione esatta, la molla C sarà liberata dal pezzo E, di modo che si otterrà la pressione massima di contatto.

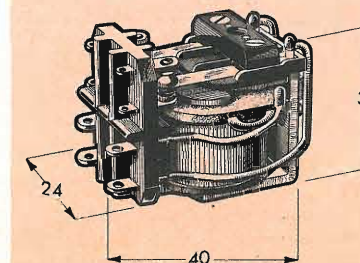
I tre tipi di contatti che si possono presentare per i relè sono rappresentati in fig. 6. In fig. 6a, si può vedere un contatto di lavoro: quando il relè è eccitato, i contatti sono chiusi; in fig. 6b, si può vedere un contatto di riposo, per il quale le piastrine sono separate quando il relè è in posizione di scatto e, finalmente, si può vedere in fig. 6c un contatto d'inversione in cui i contatti A e B sono chiusi nella posizione di riposo, in cui i contatti A e C sono chiusi quando il relè è in posizione di scatto mentre i contatti A e B sono separati. Negli schemi in cui compaiono dei relè, i contatti sono intesi in posizione di riposo.

Relé di media potenza

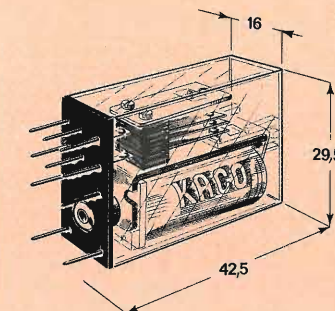
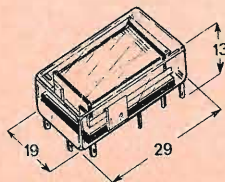
Terminali: a saldare
Fissaggio: a vite 4 MA
Esecuzione: a giorno
Contatti: argento
Tensione max tra i contatti: 220 Vcc
Corrente max sui contatti: 5 A
Potenza di eccitazione: 2 VA

Contatti	Vca	Ω	Vecchio numero	
2 scambi	125	3.200	G/1488	**GR/470**
2 »	160	3.800	G/1489	**GR/480**
2 »	220	6.000	G/1490	**GR/490**

Relé di media potenza

Terminali: a saldare
Fissaggio: a vite 4 MA
Esecuzione: a giorno
Contatti: argento
Tensione max tra i contatti: 220 Vca
Corrente max sui contatti: 5 A
Potenza di eccitazione: 1,2 W cc - 1,8 VA ca

Contatti	Tensione	Ω	Vecchio numero	
2 scambi	6 Vcc	28	G/1481-1	**GR/500**
2 »	12 Vcc	120	G/1482-1	**GR/510**
2 »	24 Vcc	500	G/1483-1	**GR/520**
2 »	125 Vca	3.900	G/1488-1	**GR/530**
2 »	160 Vca	6.450	G/1489-1	**GR/540**
2 »	220 Vca	7.700	G/1490-2	**GR/550**

Relé di media potenza « Kaco »

Terminali: a saldare
Fissaggio: zoccolo GF/20
Esecuzione: con calotta antipolvere
Contatti: argento placcato in oro
Tensione max tra i contatti: 110 Vcc - 250 Vca
Corrente max sui contatti: 5 A
Potenza di eccitazione: 158 mW

Contatti	Vcc	Ω	N. originale	Vecchio numero	
2 scambi	6	47	RC/19	G/1498	**GR/560**
2 »	12	147	RC/21	G/1498-1	**GR/570**
2 »	24	506	RC/23	G/1498-2	**GR/580**
2 »	48	2.950	RC/26	G/1498-3	**GR/590**

Relé per circuito stampato

Esecuzione:	con calotta antipolvere
Contatti:	argento
Tensione max tra i contatti:	250 Vca
Potenza di eccitazione:	0,2 W
Potenza di commutazione:	10 W - per max 60 V

	Contatti	Vcc	Ω
GR/1900	2 scambi	6	100
GR/1910	2 »	12	390
GR/1920	2 »	24	1.360

Relé « Amec » per circuito stampato

Esecuzione:	in contenitore ermetico
Contatti:	argento
Tensione max tra i contatti:	24 Vcc - 110 Vca
Corrente max sui contatti:	0,3 A n.i.
Potenza max sui contatti:	6 W
Potenza di eccitazione:	0,3 W

1 scambio

2 scambi

	N. originale	Contatti	Tensione	Ω
GR/1950	SO 1100006	1 scambio	6 Vcc	120
GR/1960	SO 1100012	1 »	12 Vcc	500
GR/1970	SO 1100024	1 »	24 Vcc	1.500
GR/1980	SO 2100006	2 »	6 Vca	120
GR/1990	SO 2100012	2 »	12 Vca	500
GR/2000	SO 2100024	2 »	24 Vca	1.500

Relé « Amec » per circuito stampato

Esecuzione:	con calotta antipolvere
Contatti:	argento
Tensione max tra i contatti:	24 Vcc - 110 Vca
Corrente max sui contatti:	0,5 A n.i.
Potenza max sui contatti:	10 W
Potenza di eccitazione:	0,35 W

	N. originale	Contatti	Vcc	Ω
GR/2010	JA 170006	1 scambio	6	120
GR/2020	JA 170012	1 »	12	500
GR/2030	JA 170024	1 »	24	1.500

Microelettronica significa circuiti integrati. Questi ultimi non sono altro che la conseguenza logica delle ultime tecniche (planare-epitassiale) impiegate per la costruzione dei transistor. La possibilità di poter realizzare resistori e condensatori sfruttando le proprietà caratteristiche dei semiconduttori e di poter riunire su una minuscola piastrina di silicio (per es. 1 mm²) gli elementi attivi (transistor) e gli elementi passivi (resistori e condensatori) apre nel campo dell'elettronica prospettive tecniche ed economiche veramente interessanti. Tutto questo sarà illustrato da questo articolo che rappresenta il succo di una relazione tenuta dall'ing. Appolloni del reparto Microelettronica della Philips S.p.A.

REALTA' E PROSPETTIVE DELLA MICROELETTRONICA

La produzione dei semiconduttori con la tecnica cosiddetta planare ha portato implicita in se stessa la premessa e la prospettiva di una sua estensione tecnologica capace di realizzare anche gli altri elementi dei circuiti elettronici.

Tale prospettiva è stata accelerata, dalla esigenza di disporre nelle applicazioni spaziali e militari di apparati di controllo quanto più possibile piccoli, leggeri e di altissimo affidamento.

I circuiti integrati, che sono la realtà attraverso cui si concretizza la microelettronica, hanno portato con il loro sviluppo e la loro evoluzione, oltre che una completa conferma di quelle primarie caratteristiche, ulteriori sostanziali vantaggi per cui si sono imposti ed ancor più si imporranno nei termini di una autentica rivoluzione tecnologica: cercheremo di esaminare in questa esposizione gli aspetti più salienti e più appariscenti.

Premettiamo anzitutto una definizione: i circuiti integrati propriamente detti sono tutta una serie di componenti elettronici che attraverso un unico processo industriale assai complesso e direttamente derivato da quello usato per la produzione dei semiconduttori, realizzano in dimensioni assai ridotte e con sensibili vantaggi di sicurezza di funzionamento e di costo, circuiti elettronici anche complessi che finora potevano essere ottenuti solo mettendo insieme un gran numero di componenti separati fabbricati a loro volta con processi industriali diversissimi.

In effetti tale definizione è esatta in senso stretto per quelli che sono detti più propriamente circuiti integrati monolitici che costituiscono oggi il filone principale e più promettente su cui è avviata prevalentemente la produzione mondiale.

Di fatto, nella accezione normale, per estensione vengono pure chiamati circuiti integrati anche tutti quei microcircuiti che sono prodotti con tecniche collaterali quali risultano dal prospetto di fig. 1.

Definiamo sinteticamente:

a) **Circuiti Integrati a semiconduttore monolitici:** tutti i vari componenti del circuito, transistor, diodi, resistenze e relative interconnessioni vengono realizzati contemporaneamente sulla stessa piastrina di Silicio.

b) **Circuiti Integrati a semiconduttore « multichip »:** si tratta di vari circuiti monolitici collegati insieme esternamente a formare un circuito più complesso.

c) **Circuiti Integrati a film sottile:** vengono depositati sotto vuoto, sul supporto isolante, i soli componenti passivi (resistenze e condensatori) e vengono successivamente e separatamente inseriti i semiconduttori in forma opportuna.

E' stata proprio tale incapacità a realizzare economicamente la deposizione allo stesso tempo anche dei semiconduttori che ha di fatto molto limitato le prospettive di tale tecnica, almeno fino ad ora.

d) **Circuiti Integrati a film spesso:** si tratta dello stesso procedimento precedente con la variante che i componenti passivi vengono ottenuti sempre su supporti isolanti mediante tecniche di stampaggio.

e) **Circuiti Integrati ibridi:** sono circuiti nei quali vengono utilizzate contemporaneamente le varie tecniche già indicate con l'eventuale aggiunta anche di componenti tradizionali particolari.

Esaminiamo ora la riduzione di spazio e peso dei Circuiti Integrati.

E' una delle caratteristiche più esaltate ed evidenti: dalla fig. 2 si vede che le dimensioni di un circuito integrato realizzante una certa funzione sono di un ordine di grandezza più piccolo di quelle relative al circuito equivalente realizzato con componenti elettronici separati cioè transistor, diodi, resistenze e condensatori come si vede nella piastra (a).

Per inciso si fa notare che il blocchetto intermedio (b) è il risultato di un tentativo di miniaturizzazione effettuato parecchi anni fa con la tecnica tradizionale ma usando componenti separati dalle minime dimensioni.

La sostanziale differenza appare ancora più marcata quando si consideri che il Circuito Integrato (c) che realizza la funzione in questione è di fatto contenuto in una superficie di circa 1,5 mm² e soltanto esigenze di praticità ai fini del montaggio successivo su circuito stampato ne hanno imposto finora l'inserimento in contenitori standard dalle dimensioni sensibilmente maggiori.

Si noti a questo proposito che mentre la necessità di disporre di 2 circuiti identici comporta, quando si utilizzi la tecnica tradizionale, esattamente un raddoppio delle dimensioni necessarie alla realizzazione di un solo circuito, nella soluzione integrata invece si avrà sempre lo stesso contenitore standard entro cui il circuito integrato vero e proprio cioè rea-

Fig. 1 - Classificazione dei circuiti integrati.

lizzante la doppia funzione in questione verrà sempre ad occupare una porzione trascurabile e di fatto assai prossima a quegli 1,5 mm² già citati, a mo' di esempio. Naturalmente l'esempio può essere estrapolato quando si tratti di un numero ben più elevato di circuiti identici o simili; ma è un discorso questo che riprenderemo successivamente.

Per concludere su questo punto, diremo che tali ridottissime dimensioni intrinseche dei circuiti integrati vanno tenute presenti non soltanto in relazione a quei particolari apparati per i quali sono già attualmente necessarie o utili ma anche e soprattutto in relazione ad apparati di tutta nuova concezione che non sarebbero altrimenti realizzabili ed utilizzabili; basta pensare al campo della diagnostica medica tanto per fare un esempio.

Passiamo ora ad esaminare un'altra caratteristica fondamentale dei circuiti integrati: l'aumento del grado di affidamento che essi comportano.

Già da tempo si è constatato che la complessità sempre crescente di molti apparati dovuta alla sempre più spinta sofisticazione delle esigenze di impiego, comportando l'uso di un sempre più elevato numero di componenti ciascuno dei quali con un certo rischio di non corretto funzionamento in se stesso e nelle interconnessioni con gli altri, tende a determinare un MTBF (« mean time between failure » cioè tempo medio tra 2 guasti successivi) dell'apparecchiatura sempre più basso, malgrado i miglioramenti di qualità dei singoli componenti, nonchè delle tecniche in interconnessione.

Ora è chiaro che essendo il circuito integrato un unico componente, pur se funzionalmente equivalente ad un elevato numero di componenti tradizionali, a parità di qualità del componente stesso, esso porta automaticamente ad un sostanziale aumento del grado di affidamento nell'apparecchiatura proprio perchè questa viene ad essere costituita da un nu-

Fig. 2 - Una funzione elettronica, il cosiddetto FLIP-FLOP: a) nella forma tradizionale, su circuito stampato; b) nella forma tradizionale miniaturizzata « circuit-blocks »; c) nella versione Circuito Integrato.

mero di componenti di un ordine di grandezza inferiore.

Può essere significativa a questo proposito la curva qualitativa (fig. 3) dalla quale risulta che solo verso il 1980 è previsto si raggiunga la condizione ottimale di utilizzazione dei circuiti integrati tenuto conto, s'intende, delle apparecchiature che presumibilmente saranno prodotte dalle industrie a quel tempo.

Esamineremo ora l'aspetto economico dei circuiti integrati.

Quando si parla di economicità di circuiti integrati od in generale di un certo

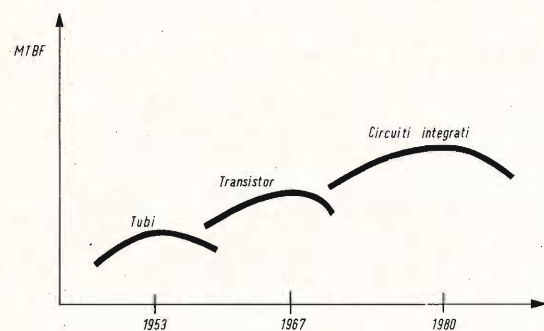



Fig. 3 - Curve che riportano qualitativamente l'andamento del tempo medio tra 2 guasti successivi, cioè in sostanza l'affidamento delle apparecchiature sempre più complesse realizzate con l'impiego di tubi, transistor e circuiti integrati rispettivamente.

qualsiasi prodotto industriale, evidentemente bisogna fare stretto riferimento all'applicazione cui esso è destinato in quanto è proprio questa applicazione che stabilisce dove ed in che misura interviene l'economicità. Cioè, esemplificando il discorso, si può dire che lo stesso prezzo di uno stesso prodotto, prescindendo dalla sua adattabilità tecnica, può essere straordinariamente economico in un certo impiego professionale speciale, appena conveniente in un impiego industriale normale ed assolutamente ineconomico in un apparato di tipo civile, per es. in una radio.

Ciò premesso, va subito aggiunto però che la tecnica stessa di produzione dei circuiti integrati, i suoi affinamenti e perfezionamenti, le possibilità di realizzarne un'automatizzazione molto spinta anche con un aumento del rendimento di produzione, fanno prevedere già fin da ora una sistematica riduzione dei costi di fabbricazione per cui sempre più si estenderà in futuro il numero ed il tipo di applicazioni in cui i Circuti Integrati si imporranno anche, ed oseremmo dire soltanto, per il vantaggio economico.

Questo fa anche intendere come i circuiti integrati debbono essere visti non solo come prodotti da utilizzarsi nella progettazione di sistemi avanzati ma come una tappa obbligata per tutti i tecnici pro-

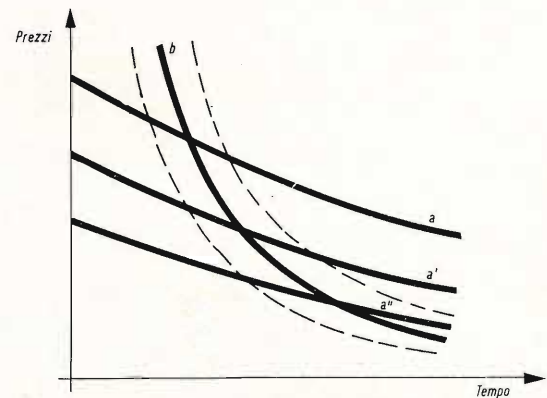



Fig. 4 - Grafico qualitativo della diminuzione dei prezzi medi dei circuiti integrati confrontati con i prezzi delle soluzioni a componenti separati.

gettisti di sistemi e di apparati. Diciamo anche che i circuiti integrati a nostro parere si inseriranno di forza nei prossimi anni anche in tutta una serie di applicazioni nelle quali l'elettronica non è finora riuscita a penetrare; e ciò non soltanto per ragioni economiche, come detto sopra, ma anche perchè essi, presentandosi già come funzioni o gruppi di funzioni precostituite, consentiranno a molti Costruttori di saltare addirittura uno stadio tecnicamente abbastanza complesso (per i non-elettronici) quale è quello relativo alla progettazione, cablaggio e sperimentazione dei singoli circuiti che realizzano le varie funzioni: cioè il costruttore potrà usare tali componenti-funzioni, prescindendo da come sono costituiti e trattandoli come « scatole nere » che devono essere collegate tra loro e con l'esterno secondo certe prefissate regole.

Ciò, a nostro parere, dovrebbe finalmente di molto attenuare quelle difficoltà tecniche che in parallelo a riserve e diffidenze tecniche aprioristiche e spesso ingiustificate hanno finora ostacolato in molti campi dell'industria, la presenza dell'elettronica con le sue enormi possibilità.

Sempre nel quadro delle considerazioni economiche sui circuiti integrati, facendo specifico riferimento alle relative applicazioni, ci pare opportuno riportare il grafico qualitativo (fig. 4) dal quale appare quanto consistente e rapida sia stata in questi ultimi anni la discesa (curva b) dei prezzi medi, discesa che tuttora continua se pure con una certa tendenza ad attenuarsi. La curva b in effetti si può spostare orizzontalmente in funzione delle esigenze tecniche particolari che ciascuna applicazione impone.

Le curve a che rappresentano i prezzi degli equivalenti componenti separati, hanno un andamento di discesa relativamente molto più lenta: esse sono spostate parallelamente a se stesse a seconda del tipo di applicazione che, tanto per semplificare il discorso, abbiamo sintetizzato relativamente al campo militare, professionale e civile rispettivamente indicandole con a, a' ed a''.

E' ovvio che il punto d'incontro tra le curve a e b stabilisce il tempo in cui la soluzione integrata, considerando solo lo aspetto economico, è o sarà conveniente. Perchè il confronto abbia una pratica validità si devono intendere le curve a, a', a'' comprensive, oltre che del costo dei singoli componenti, anche dei costi relativi a tutta una serie di voci dovute al passaggio di questi allo stadio di circuiti completi, quali progetto montaggio, prove, oltre alle conseguenze sempre sul piano economico dell'immagazzinare ed approvigionare un numero molto più alto di materiali nonchè della realizzazione di apparati molto più grandi e quindi meccanicamente più costosi.

In effetti specialmente alcuni di questi parametri sono difficili da valutare quantitativamente sul piano economico specialmente da parte di piccoli e medi costruttori ma è un fatto certo che esistono ed hanno il loro peso.

Un'ultima considerazione, ma fondamentale sul piano economico: così come si era detto prima che 2, 5, 10 circuiti identici realizzati in modo tradizionale occupano 2, 5 10 volte lo spazio di 1 circuito mentre in forma integrata occupano di fatto uno spazio di assai poco superiore, così dal punto di vista economico 2, 5, 10 circuiti identici realizzati in forma integrata nella stessa piastrina di silicio costano assai di meno che 2, 5, 10 volte il costo di un circuito.

Quanto detto deriva dal fatto che alcuni dei parametri che determinano il costo di un circuito integrato, per esempio il montaggio, sono praticamente gli stessi sia che si tratti di un solo circuito sia che si tratti di parecchi circuiti; altri parametri invece come la maggior area di silicio occupata ed il minore rendimento incidono sul costo ma in misura meno che proporzionale con il numero dei circuiti.

Quanto detto fa già intendere la ragione per cui si tende a realizzare sotto forma di unico componente integrato un sempre più elevato numero di circuiti sì da realizzare circuiti « multifunzioni » anche assai complessi: sono i circuiti cosiddetti ad alto grado di integrazione (L.S.I. = « large scale integration » è il termine solitamente usato per questa tecnica).

Tale prospettiva è stata di fatto assai frenata finora perchè quanto più si aumenta la complessità del circuito tanto più se ne riduce la flessibilità cioè l'applicabilità nel più vasto numero e tipo di impieghi, e perchè è in corso un approfondito esame mirante a stabilire « che cosa » è ottimale rendere modulo integrato sulla base delle possibilità della tecnologia e delle esigenze di impiego.

In linea di massima comunque in America, ad esempio, si ritiene che ai circuiti integrati attualmente sul mercato ciascuno realizzante una media di 5÷6 circuiti verranno a sostituirsi nel 1970 circuiti integrati realizzanti ciascuno una media di parecchie centinaia di circuiti.

A questo proposito possiamo ad esempio segnalare che Philips, la quale è presumibilmente la Società Europea più avanzata nel campo dei Circuiti Integrati, ha già in produzione, con un accettabile rendimento, un circuito integrato con ben 21 funzioni a loro volta costituite da 140 componenti elettronici in una singola piastrina di silicio di circa 4 mm^2.

A proposito di tali circuiti a cosiddetto alto grado di integrazione, è significativa la curva di fig. 5 che dà qualitativamente l'andamento dei costi per singola funzione dei circuiti integrati dalla quale si nota che il costo per funzione, è desti-

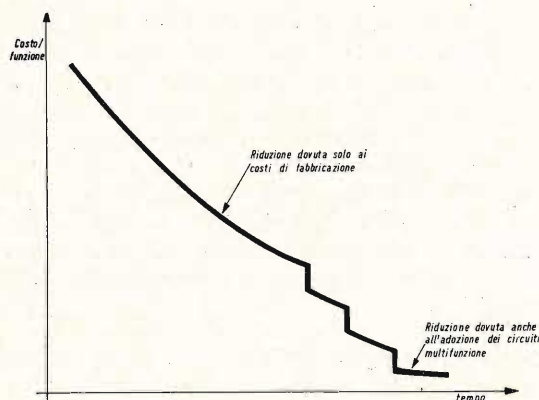



Fig. 5 - Andamento dei costi per singola funzione dei circuiti integrati.

nato a subire un'ulteriore brusca riduzione in aggiunta a quella di carattere sistematico in corso e che proseguirà.

Premesso che quanto più le macchine saranno complesse tanto più sarà possibile per esse usare circuiti integrati modulari di tipo complesso, si vede come la tendenza alla sofisticazione delle esigenze e dei gusti delle utilizzazioni troverà alleata la tecnologia integrata sul piano dell'economicità (comparativamente a soluzioni di tipo diverso).

Per quanto riguarda l'aspetto strettamente tecnico dei circuiti integrati abbiamo già avuto occasione di dire che con il loro avvento si verifica una sostituzione del componente elettronico tradizionale con il nuovo componente « funzione elettronica » o « gruppo di funzioni elettroniche ».

Diciamo anche che finora però si è operata soprattutto una trasduzione della circuitazione elettronica tradizionale in circuitazione integrata nel senso di usare la nuova tecnologia per realizzare le funzioni elettroniche identicamente o assai similmente, per quanto rguarda i componenti, alle funzioni tradizionalmente usate.

Tali funzioni però, che utilizzavano componenti separati venivano concepite con criteri derivanti dall'imperativo economico di usare il minimo numero di semiconduttori (transistor e secondariamente diodi) pur a scapito di un maggior numero degli altri componenti passivi (resistenze e secondariamente condensatori).

Ora la tecnologia integrata annulla interamente tale circostanza, ed anzi assai spesso ne inverte il senso in quanto sono generalmente più economici i semiconduttori delle resistenze ed ancor più dei condensatori; da ciò deriva che per meglio utilizzare tale tecnologia è necessario progettare e realizzare le funzioni con il minimo numero di resistenze ed evitando condensatori sia pure a scapito di un ben maggior numero di semiconduttori.

La considerazione fatta è di grande importanza perchè comporta un sostanziale cambiamento nella filosofia tradizionale del progetto: i tecnici progettisti di sistemi che in molti casi erano anche progettisti dei singoli circuiti, si vedono, diciamo così, strappata questa parte di progetto e trovandosi a disporre di strumenti concepiti diversamente da quelli prima usati, devono abituarsi a sfruttarli nella maniera ottimale nello stesso tempo spostando la loro attività verso la migliore concezione del sistema.

Diciamo meglio che con i circuiti integrati si è spostata la zona di competenza finora abbastanza nettamente separata tra Costruttori di componenti e Costruttori di sistemi ed è maturata nei termini di un'autentica necessità la collaborazione tra entrambi: gli uni, oltre a poter dare un contributo di conoscenza ai fini della corretta applicazione di componenti

esistenti in apparati di attuale concezione, devono essere aiutati nello sviluppo e definizione di quei componenti ottimali per le macchine di nuova concezione; gli altri possono e debbono concepire le nuove macchine sulla base di un'approfondita conoscenza di quelle che sono le possibilità intrinseche della tecnologia proprio perchè questa conoscenza può influenzare la concezione stessa delle nuove macchine.

Riportiamo il grafico indicativo delle zone di competenza del Costruttore di componenti e del Costruttore di sistemi (fig. 6).

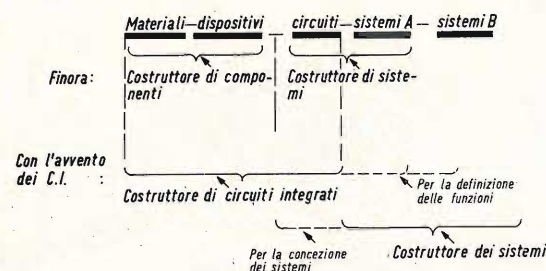



Fig. 6 - Grafico indicativo delle zone di competenza del costruttore di componenti e del costruttore di sistemi.

Abbiamo indicato con sistema B tutta una nuova gamma di apparati di nuova concezione che proprio i circuiti integrati renderanno possibili: qualcuno ha detto a questo proposito che, esistendo i circuiti integrati, le macchine e gli apparecchi realizzabili nei prossimi anni avranno un limite soltanto nella fantasia dei progettisti tanto questa tecnica sarà capace di allinearsi e soddisfare alle più spinte e sofisticate esigenze.

Vogliamo ora riassumere a grandi linee tutta una serie di campi di applicazione in cui i circuiti integrati sono già penetrati o per i quali esistono le premesse concrete di una prossima penetrazione:

a) Calcolatori: dai grandi computers alle piccole macchinette da tavolo capaci di fare le operazioni aritmetiche fondamentali.

b) Telecomunicazioni: dalle centrali telefoniche ai sistemi di trasmissione in forma digitale usati nei collegamenti telefonici e telegrafici.

c) Automazione e strumentazione: tanto per fare degli esempi dai cosiddetti data logger al controllo numerico delle macchine utensili, dagli strumenti di misura come voltmetri, frequenzimetri ed oscillografi alla diagnostica medica, applicazione quest'ultima dove le ridottissime dimensioni dei Circuiti Integrati costituiranno veramente una caratteristica preziosissima.

d) Applicazioni cosiddette civili: dalle radio ai televisori, dai giradischi ai registratori, dagli elettrodomestici agli strumenti musicali, dalle macchine fotografiche agli orologi ed alle automobili.

Vorremmo citare come esempio, se pure non immediato, il settore automobilistico: in America infatti si ritiene che nel 1970, la maggior parte delle vetture standard prodotte porteranno incorporati ciascuna almeno una decina di circuiti integrati per assolvere tra l'altro alle seguenti funzioni: contachilometri; contagiri del motore, segnalatore delle cinture di sicurezza ben agganciate, delle gomme alla giusta pressione, dispositivo antislittamento, regolatore di tensione dell'alternatore, regolatore della iniezione ecc.

Tale mercato appunto dei circuiti integrati nelle automobili prodotte in U.S.A. è previsto nella misura di più di 100 miliardi di lire nel 1970 e suscettibile di un raddoppio entro pochi anni anche per l'inserimento di dispositivi di tipo « entertainment ».

Abbiamo citato in particolare un esempio, ma se ne potrebbero citare molti altri, da cui è possibile farsi un'idea concreta della sempre più grande importanza che i Circuiti Integrati sono destinati ad assumere in un futuro abbastanza prossimo.

Non vogliamo chiudere queste note senza citare un problema che già si è posto da tempo ai Costruttori di sistemi, specialmente ai grandi Costruttori: l'autocostruzione dei circuiti integrati.

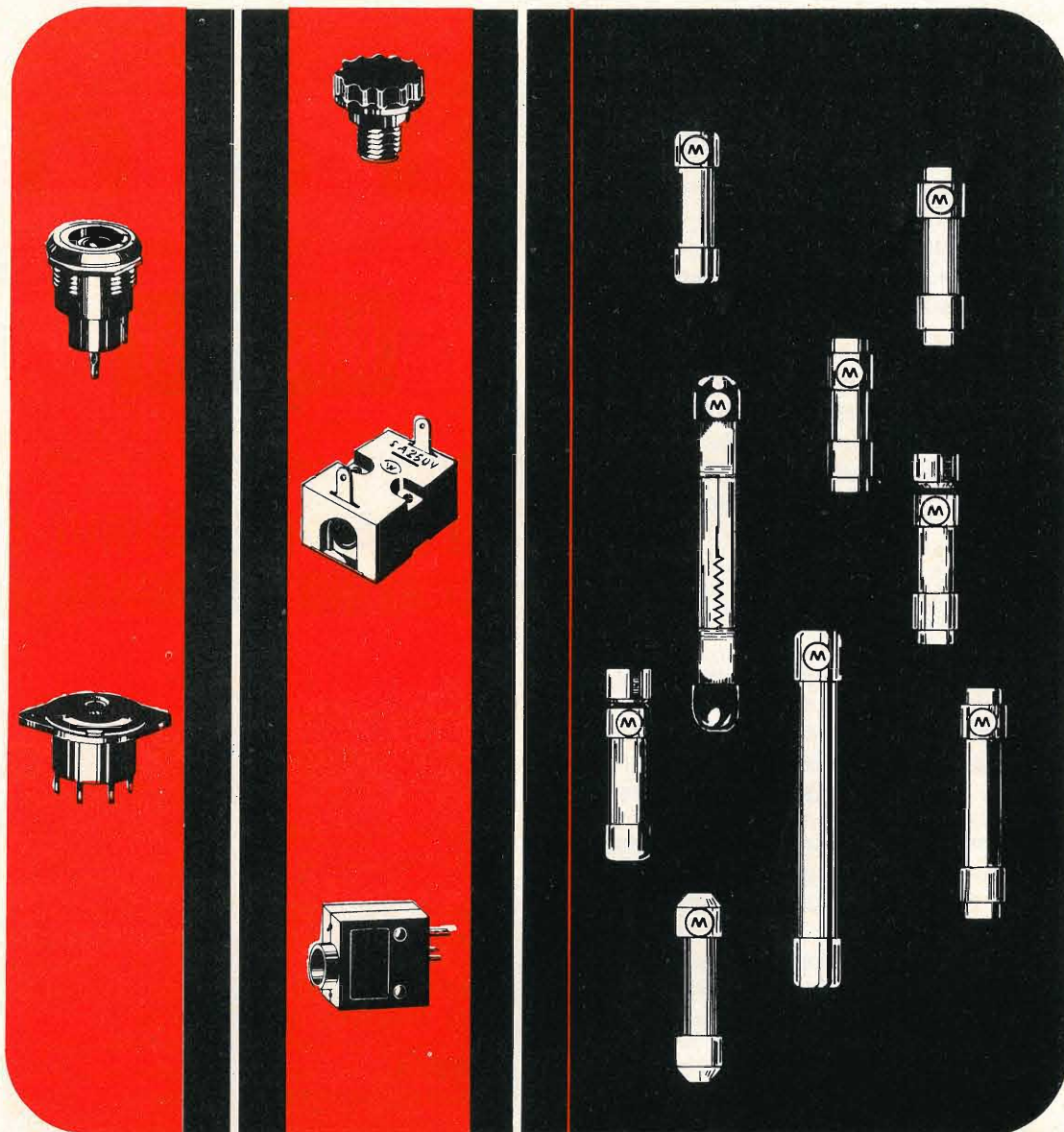
E' facilmente comprensibile il forte interesse di tali Costruttori a poter sviluppare e disporre in esclusiva di circuiti autoprodotti; di fatto però la costruzione dei circuiti integrati in particolare con la tecnica a semiconduttore, che come già detto offre le migliori prospettive, comporta la necessità di enormi investimenti finanziari derivanti dalla complessità dei procedimenti da usare che implicano sofisticate tecniche nel campo della fisica, chimica e meccanica di precisione oltre che, naturalmente, dell'elettronica.

E' presumibile pertanto che soltanto un assai limitato numero di costruttori mondiali, interessati ad enormi volumi di produzione, troveranno conveniente seguire questa strada.

Gli altri Costruttori troveranno ben più conveniente acquistare i circuiti integrati standard del mercato limitandosi eventualmente, in casi del tutto particolari, ad autocostruire quei modesti quantitativi collaterali con tecniche a film (dovendo comunque acquistare i semiconduttori speciali ad esse adatti) tecniche queste che richiedono investimenti enormemente più modesti.

Non sarà inutile dire comunque che l'avvento dei circuiti integrati ha comportato e comporterà sostanziali ristrutturazioni organizzative tanto per i costruttori di componenti quanto per i costruttori di sistemi.

A nostro parere infine le Società costruttrici di componenti che siano allo stesso tempo anche costruttrici di sistemi saranno certamente favorite per la migliore conoscenza anche interna delle esigenze dei sistemi stessi nell'individuazione e produzione dei relativi componenti più adatti.

Concludiamo la nostra esposizione, con la speranza di aver dato un quadro degli aspetti più salienti della microelettronica così come oggi si presenta e per domani si prospetta.

ELETTRONICA INDUSTRIALE

LA RISONANZA DEI MOTORINI PASSO-PASSO

Si rileva sperimentalmente che i motorini passo-passo del tipo « a riluttanza variabile » in certe particolari condizioni di lavoro, non obbediscono più agli impulsi di comando.

Questo avviene sempre in gamme di frequenza perfettamente determinate e generalmente quando il rapporto inerzia/coppia resistente è elevato. Questo fenomeno è chiamato impropriamente, risonanza.

Noi vogliamo studiare, qui, questo fenomeno dal punto di vista teorico, lasciando ad un prossimo articolo lo studio del modo pratico di eliminare questo inconveniente.

Il procedimento pratico, e ciò è confermato dall'esperienza, deriva direttamente dallo studio dell'equazione di moto oscillatorio alla quale obbedisce un motorino passo-passo quando riceve un impulso.

I - EQUAZIONE DEL MOTO

Siano:

a) I — l'inerzia riportata sul rotore

b) Ka — un coefficiente di smorzamento (comprendente in particolare le perdite per isteresi nel rotore).

c) Cm — la coppia massima del motore (per uno scorrimento angolare di 90° del rotore in rapporto all'asse dell'avvolgimento)

d) Cr — la coppia resistente applicata al motore.

Supponiamo che quando si passa dalla posizione 1 alla posizione 2 l'angolo elettrico Θ passi da 0 a 90°. Questa non è condizione troppo restrittiva. Supponiamo inoltre che lo smorzamento sia una funzione lineare della velocità (Ka = cte) ciò che è molto vicino alla realtà. Si verifica allora facilmente la seguente occasione:

$$I\,\Theta'' + Ka\,\Theta' - Cm\cos\Theta = -Cr$$

dove tutti i coefficienti sono positivi.

Assumiamo le seguenti condizioni iniziali:

$$t = 0$$
$$\Theta = 0$$
$$\Theta' = 0$$

Si vedrà più lontano ciò che questo comporta.

Prima di proseguire questo studio, esaminiamo subito il termine Cr. Si presentano tre possibilità che coprono la quasi totalità dei casi pratici:

a) $Cr = 0$ Caso di carico puramente inerte.

b) $Cr = K$ La coppia d'attrito è proporzionale alla velocità. In questo caso noi vediamo che Cr passa all'altro membro e che il coefficiente di Θ' è aumentato. Lo studio matematico è lo stesso del caso precedente.

c) $Cr = cte$ Vediamo che la posizione di equilibrio non sarà più $\Theta = 90°$, ma un altro valore definito da $Cm \cos \Theta = Cr$. Ciò del resto non introduce necessariamente un errore nel posizionamento del motore perché questo scorrimento si ripresenta identico ad ogni passo.

II - VISIONE GENERALE DELLA SOLUZIONE

Consideriamo dapprima i casi a) e b) del paragrafo precedente, vale a dire i casi in cui l'equazione diventa:

$$I\Theta'' + K\Theta' - Cm \cos \Theta = 0$$

Questa equazione è quella del pendolo semplice di cui noi conosciamo la soluzione generale (Appendice fig. 1).

Questa soluzione generale della curva è ben inteso, perfettamente verificata dall'esperienza.

III - RISONANZA

Bisogna rammentare qui che in un motorino passo-passo a riluttanza variabile, lo statore è generalmente composto da tre avvolgimenti alimentati successivamente nell'ordine 1 2 3 1 2 o 1 3 2 1 3 secondo il senso di rotazione desiderato. Ne deriva che la posizione del rotore non è definito che per una data bobina alimentata. D'altra parte, se si alimenta lo avvolgimento 3 il rotore si può trovare al passo 3, ma anche al passo 0 6 9... non essendo precisata la posizione reale che dalla posizione della tappa precedente.

Riprendiamo allora la figura 1 e seguiamo il rotore mentre passa dalla posizione 1 alla posizione 2.

Immaginiamo di dare un nuovo impulso (che debba portare il rotore verso la posizione 3) **prima che il rotore si sia stabilizzato.** In prima approssimazione possiamo ammettere che se l'avvolgimento 3 è alimentato quando il rotore si trova al di qua della posizione media tra 1 e 2, esso sarà attirato verso la posizione 0 e non verso la posizione 3. Si vede che ciò si verificherà in due casi:

a) $t < 0{,}002$ (sulla fig. 1). Ciò mostra che il rotore ha una frequenza massima di lavoro (500 passi al secondo).

b) $0{,}004 < t < 0{,}005$. Questo definisce la plaga di risonanza: da 200 a 250 passi al secondo.

In effetti segnaliamo subito che questo ragionamento è troppo semplicistico: si trascurano nel caso del 2° passo le condizioni iniziali, vale a dire la velocità al momento dell'impulso.

In effetti questa velocità fa sì che il motore possa andare al di là della frequenza teorica minima indicata più innanzi, ma non modifichi sensibilmente la larghezza della banda di frequenza nella quale si produce la risonanza. Essa viene semplicemente spostata verso le alte frequenze (fig. 1).

Si capisce immediatamente che questo fenomeno di risonanza sarà considerevolmente modificato allorquando i parametri della equazione alle derivate varieranno. Questo ci porta naturalmente a studiare più in dettaglio questa equazione con un primo sguardo su ciò che passa in vicinanza dell'origine.

IV - STUDIO SOMMARIO DELL'EQUAZIONE DIFFERENZIALE ALL'ORIGINE

Si rileva subito che lo smorzamento corrisponde ad una dissipazione di energia. Noi abbiamo ammesso che questa dissipazione sia proporzionale alla velo-

cità, dunque all'area della curva $\Theta'(t)$, (fig. II). È chiaro che fintanto che non ha passato i 45°, si può fare una doppia approssimazione destinata a darci semplicemente **un'idea** del fenomeno che noi studiamo.

a) $\cos \Theta \sim 1$

b) $\int K\Theta' \sim 0$

Se ne deduce

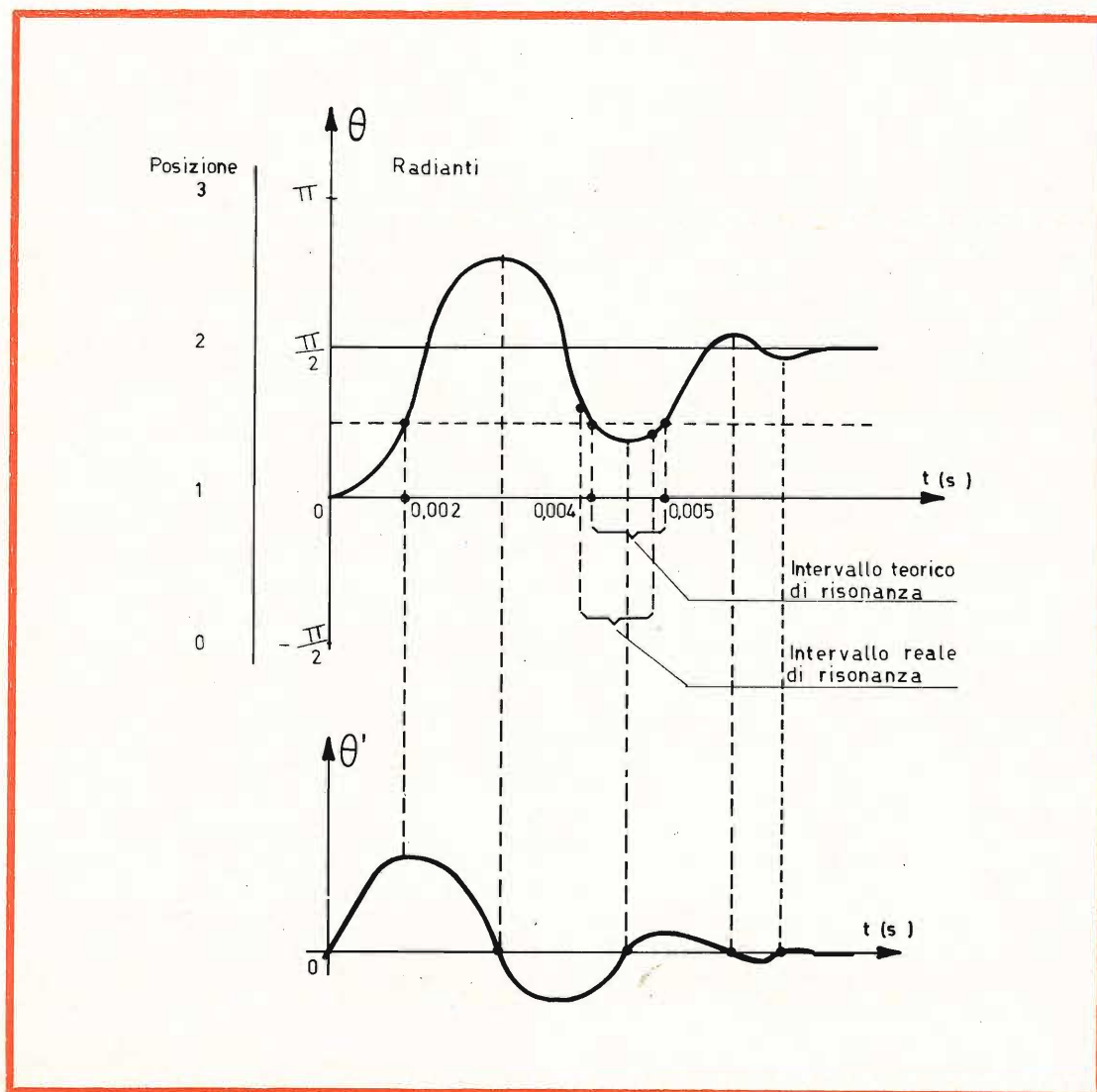
$\Theta' = Cm/I$

$\Theta = Cm/2\,I'$

Ciò che viene a rimpiazzare, la curva all'origine, con una parabola.

Ne deriva che per un angolo dato (per es.: $\Theta = 45$), t è proporzionale alla radice di I per cui per un dato motore, è valida questa legge:

La frequenza massima è inversamente proporzionale alla radice quadrata dell'inerzia riportata al rotore.

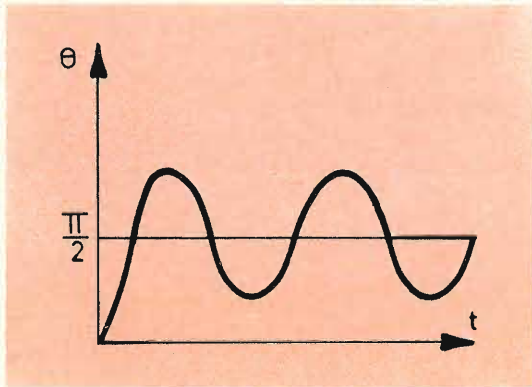
Questa legge è sensibilmente verificata dall'esperienza almeno per delle variazioni relativamente deboli dell'inerzia (per esempio 1 a 20). Questo permette dunque di prevedere il comportamento di un motore, quando si modificano le sue condizioni di impiego.

V - STUDIO SOMMARIO DELL'EQUAZIONE QUANDO Θ È POCO DIVERSO DA 90°

Man mano che ci si avvicina ai 45° la approssimazione diventa del tutto insufficiente. Al contrario, quando oscilla debolmente intorno a 90° si può arrivare ad una nuova approssimazione ponendo:

$$\Theta_1 = 90° - \Theta$$

e rimpiazzando sen Θ_1 con Θ_1.

Si verifica facilmente dall'esperienza, ed anche da un ragionamento qualitativo, che questa approssimazione diventa valida dalla prima approssimazione.

Vi è pure una zona — per $30° < \Theta < 60°$

— dove non si può dire teoricamente ciò che avviene e dove ci si deve accontentare del ragionamento qualitativo.

Bisogna allora rifarsi alla seguente equazione:

$$I\Theta_1'' + K\Theta_1' + Cm\,\Theta = 0$$

La cui soluzione generale è:

$$\Theta_1 = Ae^{-\frac{K}{2I}t} \cos \omega t$$

con $$\omega^2 = \frac{4\,I\,Cm - K^2}{4\,I^2}$$

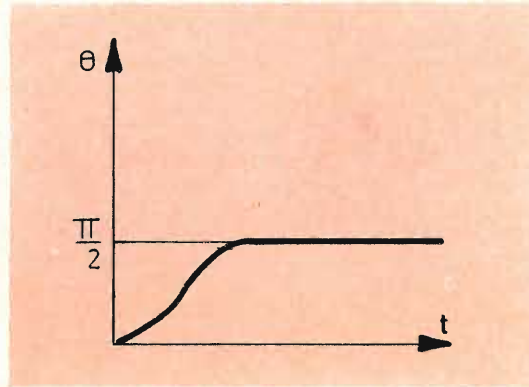
Questa soluzione è particolarmente interessante perché permette di prevedere immediatamente l'influenza delle variazioni dei coefficienti I, K, C

a) $\frac{K}{I}$ molto piccolo

Il termine $e^{-\frac{K}{2I}t}$ è $\cong$ 1 ed inoltre ω^2 è positivo. Questo significa che vi è un periodo di oscillazione ben determinato con uno smorzamento molto debole (fig. III). In questi casi vi sono dunque un gran numero di zone di risonanza.

È il caso molto sfavorevole in cui la inerzia è preponderante rispetto alla coppia resistente (che interviene in K come abbiamo visto) o allo smorzamento dovuto alle perdite per isteresi.

b) $\frac{K}{I}$ molto grande

Si vede in questo caso che ω^2 è negativo. Non vi sono oscillazioni e la curva tende assintoticamente a $\Theta = 90°$.

Ciò è molto interessante, ma non bisogna dimenticare che allora le ipotesi fatte al paragrafo IV non sono più valide.

In particolare la frequenza massima di utilizzazione del motorino è molto diminuita, qualunque sia il carico di inerzia. Ciò è del resto, confermato dall'esperienza.

c) $K^2 \simeq 4\,I\,Cm$

Il valore di K (o di I) definito da questa equazione, è particolarmente interessante poiché esso corrisponde allo smorzamento critico (fig. IV), ossia al più piccolo valore di K (per I e Cm dati), che non conduca a delle oscillazioni. Chiamiamo questo valore Kc.

Quando K scende al di sotto di Kc le oscillazioni compaiono con un'ampiezza crescente (fig. V) ed esiste un valore del rapporto K^2/I per il quale si manifesta il fenomeno di risonanza.

Prima di passare alle conclusioni, consideriamo ciò che avviene quando Cr è costante. Si vede nello studio del moto smorzato di piccola ampiezza (paragrafo V) che la soluzione dell'equazione rimane la stessa di quella ad una costante.

Non si fa dunque altro che spostare il valore finale senza nulla cambiare alla visione generale del fenomeno.

Questo caso è però molto raro, quasi sempre una parte almeno di coppia resistente è proporzionale alla velocità, in modo che il coefficiente di Θ' si trova aumentato.

La soluzione generale è dunque la somma delle soluzioni particolari ed abitualmente si ha, quando Cr non è nullo o non totalmente proporzionale a Θ', uno spostamento dell'asintoto **e nel medesimo tempo** un certo smorzamento.

CONCLUSIONI

La discussione precedente, anche se molto sommaria, permette tuttavia di verificare l'influenza dei differenti parametri sulla forma della curva.

Se ne deduce in particolare:

1) I crescente, tutto rimane uguale tranne che:

   a) la frequenza massima utilizzazione diminuisce

   b) le zone di risonanza si moltiplicano ed aumentano di larghezza.

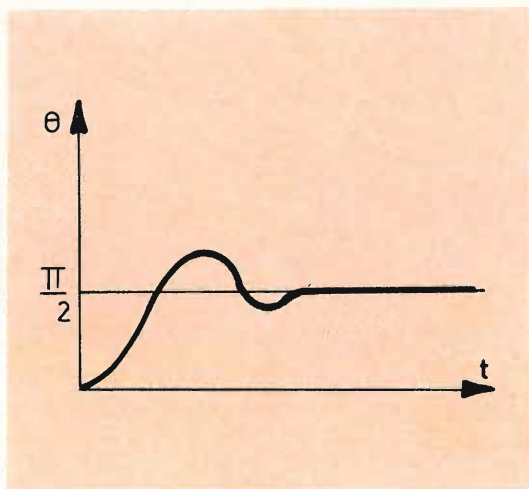
2) Ka crescente (o K crescente nel caso in cui C sia della forma K_1 Θ'):

   a) diminuisce, leggermente, la massima frequenza di utilizzazione

   b) si elimina molto rapidamente la risonanza.

Questi due effetti a) e b) non sono del medesimo ordine di grandezza, perché l'energia assorbita dallo smorzamento (che si traduce in una diminuzione di Θ) non è grande che per le oscillazioni alte, ossia il fenomeno di smorzamento non comincia a giocare un ruolo importante che per Θ 45°.

3) Cm crescente: ogni cosa uguale, tranne che:

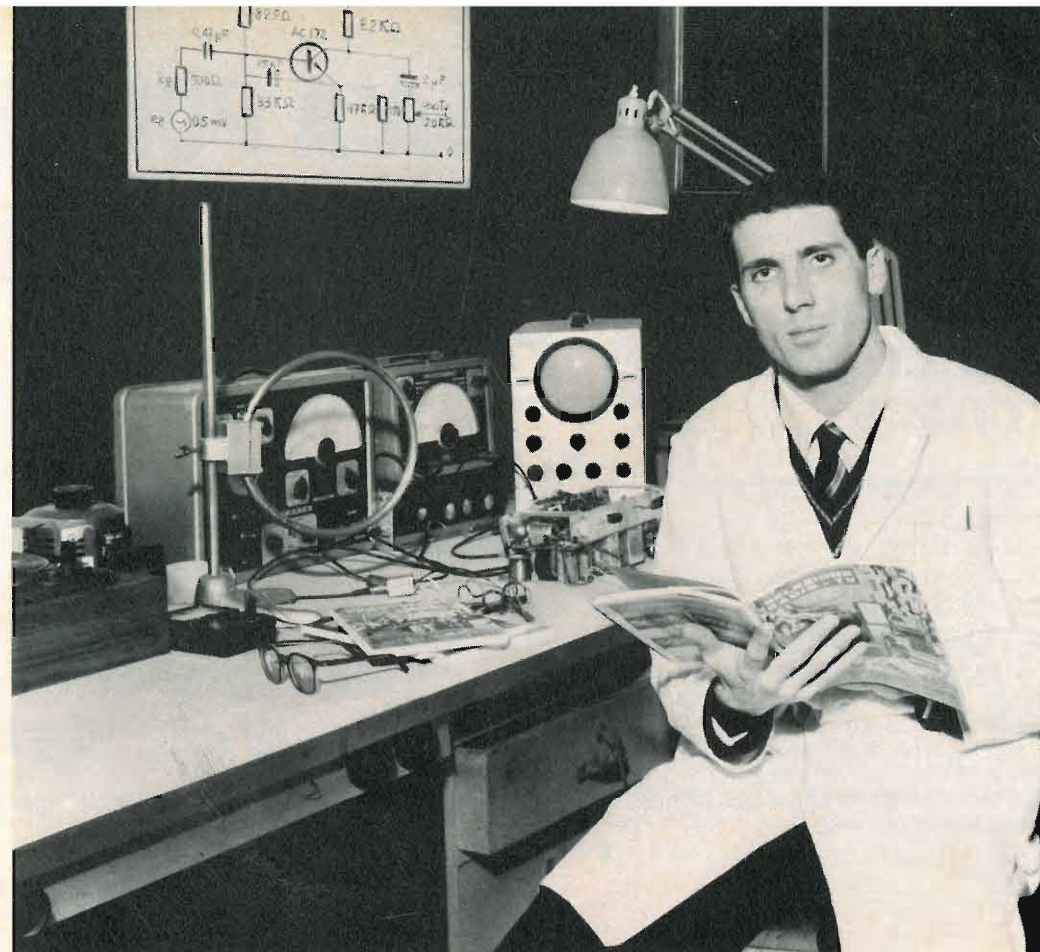
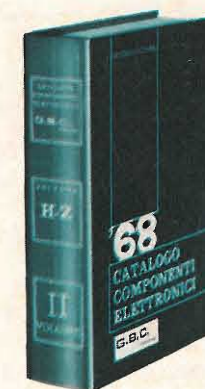
   a) aumenta la frequenza massima di utilizzazione

   b) aumenta ugualmente anche la zona di risonanza.

Da tutto questo bisogna concludere che in pratica si deve:

1) ridurre I fin che è possibile (aspetto meccanico)

2) mantenere Ka ad un determinato valore ottimo (aspetto meccanico ed elettrico)

3) giocare eventualmente su Cm o meglio, su una combinazione di Cm e Ka.

Vedremo in un prossimo articolo che esiste un modo pratico e semplice per ottenere questi diversi risultati.

MESSA A PUNTO DEL CINESCOPIO A COLORI

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI

di L. Cascianini

XIII Puntata

Con questa puntata termina l'attuale Corso di Televisione a Colori. Quanto prima inizierà la seconda parte. In essa verrà esaminato stadio per stadio il funzionamento di un moderno televisore funzionante secondo il sistema PAL.
Questa seconda parte avrà scopi eminentemente pratici. Sarà destinata ai tecnici dei laboratori dei servizi assistenza. La parte più interessante riguarderà la taratura della sezione-colore, il sistema di controllo e riparazione mediante generatori di barre colorate e il modo d'impiego degli strumenti di misura indispensabili per la messa a punto e la riparazione dei ricevitori TVC.

Le regolazioni riguardanti la messa a punto della convergenza statica e dinamica e della purezza del colore che descriveremo qui di seguito sono più o meno interdipendenti tra loro. Queste regolazioni sono in certo qual modo dipendenti anche da altre regolazioni importanti come per esempio quelle riguardanti la correzione della distorsione a cuscino del raster e quelle riguardanti la regolazione dell'ampiezza dell'immagine.

Ciascuna operazione di messa a punto dovrà inoltre essere ricontrollata non appena sia stata eseguita la successiva operazione, e così via. Queste regolazioni è bene che siano eseguite seguendo l'ordine qui indicato. Ognuna di queste regolazioni verrà illustrata ampiamente al paragrafo 5.2.

5.1 Sequenza delle operazioni di taratura

1 Accensione del ricevitore il quale dovrà già avere avuto una prima « rudimentale » messa a punto.

2 Controllo dell'E A T.

3 Regolazione della luminosità su un valore abbastanza elevato (corrente del raggio ≈ 1000 μA).

4 Smagnetizzazione del cinescopio e dello chassis.

5 Applicazione di un segnale a reticolo.

6 Regolazione « visiva » del fuoco.

7 Regolazione dell'altezza e della larghezza dell'immagine.

8 Regolazione della linearità dell'immagine.

9 Centraggio dell'immagine.

10 Ricontrollo delle regolazioni dal punto 7 al 9.

11 Messa a punto della convergenza statica.

12 Messa a punto della purezza dei colori (senza l'impiego del reticolo).

13 Ricentraggio dell'immagine.

14 Messa di nuovo a punto della convergenza statica.

15 Messa a punto della convergenza dinamica in senso verticale.

16 Messa a punto della convergenza dinamica in senso orizzontale.

17 Controllo della purezza del colore (punto 12).

18 Regolazione del dispositivo (trasduttore) per la correzione della distorsione a cuscino del raster.

19 Controllo delle dimensioni del raster (punti 7 e 9).

20 Regolazione del punto del bianco e della scala dei grigi (non con il reticolo ma con il segnale a « scaletta »).

21 Regolazione del fuoco in condizione di luminosità elevata impiegando una adatta immagine di controllo.

5.2. Descrizione dettagliata delle precedenti regolazioni

Qui di seguito daremo maggiori chiarimenti circa le regolazioni indicate nel precedente elenco. Questi chiarimenti dovrebbero permettere la messa a punto del cinescopio anche da parte di un tecnico che si accinge ad effettuarla **per la prima volta.**

È di somma importanza che nell'effettuare queste regolazioni si segua la sequenza qui sopra indicata poiché, data la stretta interdipendenza tra le varie regolazioni, se si cominciasse ad effettuare queste regolazioni da un punto intermedio o non si verrebbe a capo di nulla o si impiegherebbe un tempo oltremodo lungo per mettere a punto il funzionamento del cinescopio. La sequenza delle operazioni da noi indicata vuole pertanto essere una valida « guida » per il tecnico: **é comunque di somma importanza che esso sappia in quale punto del circuito agisce una data regolazione ed il particolare parametro che viene regolato.** Seguendo i nostri suggerimenti il tecnico potrà farsi un quadro ben preciso delle regolazioni da effettuare. Ciò gli consentirà di acquistare una preziosa esperienza che potrà sfruttare anche per la messa a punto di circuiti diversi da quelli da noi descritti.

Punto 1 - Accensione del ricevitore

Si suppone che il ricevitore da mettere a punto debba essere già « preparato » e pronto per funzionare. In questa maniera saremo sicuri che all'atto dell'accensione non si verificherà nessun danneggiamento o sovraccarico del cinescopio. Per « pretaratura » intendiamo il corretto funzionamento della deflessione verticale e orizzontale, una « geometria » accettabile del raster, ed infine una EAT con il suo valore nominale (e quindi anche la tensione **rialzata** al suo valore nominale).

Nel caso che l'EAT venga prodotta in un circuito separato dallo stadio finale di riga si dovrà procedere alla misura dell'impedenza interna della sua sorgente. La tensione per la focalizzazione V_{foc} dovrà essere regolata su un valore compreso tra 4 e 5 kV.

Punto 2

Il controllo del valore dell'EAT può essere effettuato anche per via indiretta. Per esempio, nei casi in cui l'EAT non viene prodotta nello stadio finale di riga, la sua regolazione potrà essere fatta indirettamente e cioè misurando il valore della tensione rialzata (tensione di booster)

Punto 3

Per essere sicuri che il cinescopio, al momento in cui si mette a punto la convergenza e la purezza del colore si trovi con la sua normale temperatura di funzionamento dovrà essere fatto funzionare per qualche tempo con una corrente del raggio con valore medio di 1000 μA.

Punto 4 - Smagnetizzazione del cinescopio

Siccome la bontà dell'immagine riprodotta sullo schermo di un cinescopio per televisione a colori dipende in gran parte anche dalla presenza o meno di campi

magnetici esterni, il cinescopio dovrà essere munito di un opportuno **schermo magnetico.**

Si deve tener presente però che sia questo schermo magnetico come pure il nastro metallico antiimplosione, il foglio di lamiera di cui è fatta la maschera forata ed infine le varie parti dello chassis possono risultare **esse stesse** magnetizzate sotto l'influenza di campi magnetici esterni.

Per questo motivo, prima ancora di incominciare qualsiasi operazione di messa a punto si dovrà provvedere a smagnetizzare **tutto** il ricevitore. Per far ciò si dovrà « immergere » il ricevitore in un campo magnetico decrescente prodotto da una bobina di notevole diametro collegata direttamente alla tensione di rete di 220 V oppure indirettamente tramite un trasformatore variabile (variac).

Questa bobina avrà un diametro di circa 30 cm e dovrà essere costituita da 800 spire di filo di rame smaltato, con diametro di 0,8 mm. Essa dovrà essere spostata davanti e di fianco dello schermo del televisore. Il campo magnetico da essa prodotto dovrà essere molto intenso e tale da **portare in saturazione magnetica** tutte le parti metalliche del ricevitore. Tale campo dovrà essere successivamente ridotto gradualmente di intensità sia portando a zero la tensione mediante il trasformatore variabile sia allontanando a poco a poco la bobina dal ricevitore. In questo secondo caso, la tensione non dovrà essere tolta prima che la bobina risulti ad una distanza di 3 m dal cinescopio. Questa operazione di smagnetizzazione dovrà essere effettuata anche se il ricevitore è munito di un sistema di smagnetizzazione automatica.

Siccome la componente **assiale** del campo magnetico terrestre non può essere compensata mediante regolazione dei magneti per la purezza del colore, si dovrà fare in modo in sede di produzione del ricevitore che la regolazione della purezza del colore venga effettuata con lo schermo diretto verso Est oppure verso Ovest, e cioè in quella direzione nella quale la componente assiale del campo magnetico terrestre è uguale a zero.

L'impurezza di colore dovuta alle **altre** componenti del campo magnetico terrestre viene ridotta dalla schermatura magnetica a così bassi valori da ritenersi praticamente sicuri di avere una corretta purezza di colore anche nel caso in cui il ricevitore venga fatto funzionare in altre direzioni. **Ciò non elimina però la necessità di mettere in funzione il circuito per la smagnetizzazione automatica ogni qualvolta venga variata la posizione del ricevitore.** Ciò è necessario per il fatto che con la smagnetizzazione automatica effettuata mediante un campo magnetico alternato decrescente, lo schermo viene ad essere magnetizzato e di conseguenza viene indotto all'interno dell'area schermata un campo magnetico che si oppone al primitivo campo magnetico terrestre. In questa maniera mentre da una parte abbiamo un'aumentata efficacia dello schermo (che si traduce in assenza di un campo all'interno del cinescopio), dall'altra abbiamo uno schermo il cui campo magnetico non potrà più contrastare il campo magnetico terrestre nel caso in cui venga variata la posizione del ricevitore. Quando però il ricevitore verrà di nuovo acceso, il circuito della smagnetizzazione automatica entrerà nuovamente in funzione così da rendere efficiente lo schermo anche nella nuova posizione in cui è stato posto il ricevitore.

Punto 5

Per la messa a punto della geometria del raster e della convergenza si raccomanda di impiegare un'immagine a punti o meglio ancora a reticolo. La corrente media dei raggi sarà bassa ($I_{EAT} \approx 100\ \mu A$).

Punto 6

Una precisa messa a fuoco potrà essere fatta solo al termine delle altre regolazioni. Inizialmente è sufficiente riuscire ad avere una nitidezza del reticolo accettabile.

Punti 7 e 8 - Dimensioni e linearità dell'immagine

Come è noto, le correnti necessarie per ottenere la convergenza vengono ricavate

dagli stadi finali rispettivamente di riga e di quadro. Per impedire che la convergenza, una volta messa a punto, venga poi di nuovo sregolata è necessario che prima vengano regolate **una volta per sempre** le correnti di deflessione. In pratica ciò vuol dire che bisognerà per prima cosa regolare l'ampiezza e l'altezza dell'immagine come pure la linearità in senso verticolare e orizzontale.

Punto 9 - Centraggio dell'immagine

I differenti valori di tolleranza della resistenza e dell'induttanza delle bobine delle varie unità di deflessione come pure i differenti valori di tolleranza dei parametri dei cinescopi e le deboli componenti di corrente continua provenienti dagli stadi finali e circolanti nelle bobine di deflessione possono produrre uno spostamento dell'immagine rispetto ai bordi dello schermo. Questo spostamento non può essere corretto come si fa nei cinescopi in bianco e nero, mediante gli anelli magnetici di un centratore. I campi magnetici di questo dispositivo distruggerebbero definitivamente la purezza dei colori. La centratura dell'immagine a colori dovrà pertanto essere fatta elettricamente «iniettando» deboli correnti continue dentro le bobine di deflessione.

Punto 10

Siccome tra le operazioni che riguardano la messa a punto del raster (regolazione dell'altezza e della lunghezza delle immagini, regolazione della linearità verticale e orizzontale ed anche centratura dell'immagine) esiste una certa interdipendenza, eseguita una data operazione di messa a punto si dovrà controllare se quella fatta in precedenza risulti ancora a posto.

Punto 11 - Regolazione della convergenza statica

Come segnale di controllo si dovrà impiegare quello che produce un'immagine a reticolo. La luminosità dovrà essere più bassa possibile ($I_{EAT} \leq 100\ \mu A$).

In figura 21 è riportata la fotografia di un segnale a reticolo apparso sullo schermo di un cinescopio a colori nel quale era già stata effettuata la correzione della geometria del raster. **Come si vede la convergenza è completamente fuori di posto.**

Il metodo per la messa a punto della convergenza verrà spiegato con riferimento al circuito di fig. 22. Per la messa a punto della convergenza statica si considera innanzi tutto **la zona al centro dello schermo** contrassegnata con la lettera S (fig. 23).

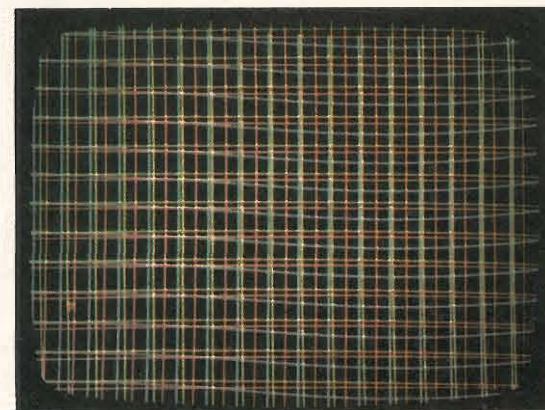



Fig. 21 - Come appare il segnale a reticolo sullo schermo del cinescopio prima della messa a punto della convergenza. La mancanza di convergenza produce anche una certa impurezza di colore.

Se per regolare la convergenza statica il ricevitore impiega **il sistema a magneti permanenti,** allora al posto di regolare R_4 si regolerà il magnete del rosso, e di conseguenza al posto di regolare R_5 e R_6 si ruoteranno i magneti rispettivamente del verde e del blu.

La sequenza delle operazioni nel caso la convergenza statica venga effettuata per via elettrica, dovrà essere la seguente:

a) Far pervenire sullo schermo soltanto i raggi di elettroni dei cannoni del rosso e del verde.

b) Spostare il reticolo rosso mediante R_4 in modo che la retta che passa per il

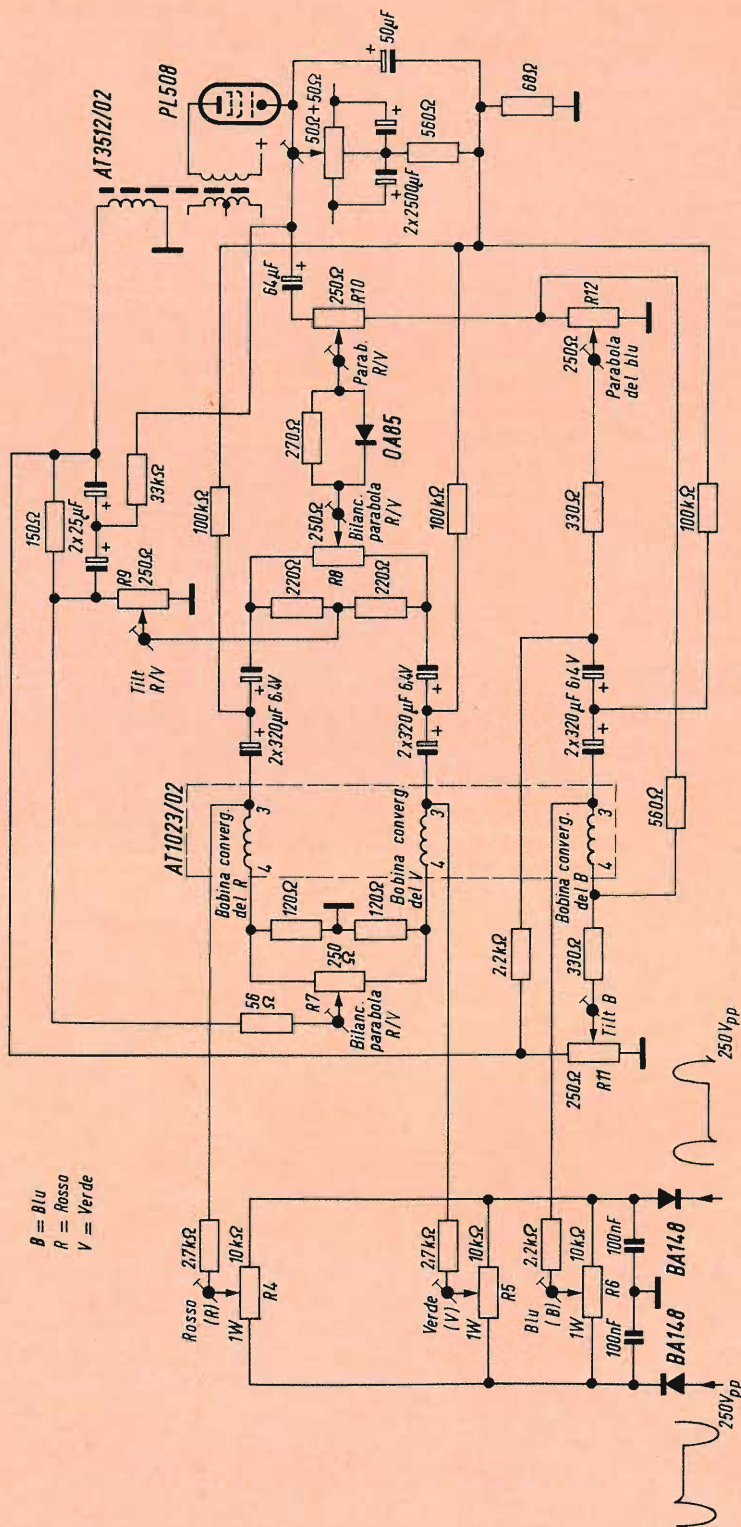



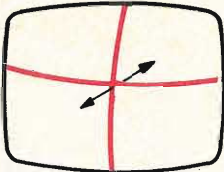
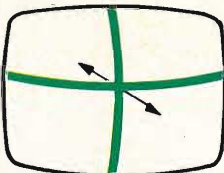
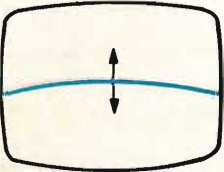
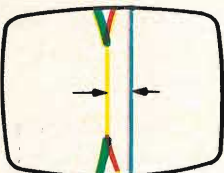
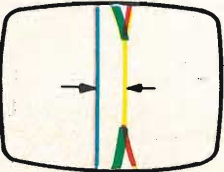
Fig. 22 - Esempio di circuito per la correzione della convergenza statica e della convergenza dinamica in senso verticale.

punto d'intersezione delle righe di questo reticolo e per il punto d'intersezione delle righe del reticolo del verde faccia un angolo di 30° rispetto alle linee orizzontali di entrambi i reticoli (fig. 24a).

c) Spostare mediante R_5 il reticolo verde fino a portarlo sopra al reticolo rosso (fig. 24b). Con questa operazione si ottiene la convergenza statica dei raggi di elettroni del rosso e del verde e di conseguenza le linee del reticolo appariranno **gialle**.

d) Far pervenire sullo schermo anche il raggio del blu.

e) Spostare mediante R_6 le linee blu orizzontali fino a farle sovrapporre alle righe gialle.

f) Spostare mediante il magnete del blu laterale le linee blu verticali del reticolo fino a farle sovrapporre alle righe verticali gialle. Le linee del reticolo al centro dello schermo appariranno bianche (fig. 25).

g) Controllare la convergenza statica eventualmente ripetendo le operazioni da b) a f).

Punto 12

Regolazione della purezza del colore

La regolazione della purezza del colore è senz'altro l'operazione più importante tra quelle che riguardano la messa a punto del cinescopio. Dall'accuratezza di questa messa a punto dipende la qualità della resa dei colori del cinescopio stesso. Le figg. 26 e 27 mostrano rispettivamente un caso di mancanza di purezza di colore e un caso di perfetta purezza di colore di un cinescopio.

Prima di procedere ad eseguire questa messa a punto ci si dovrà accertare che il cinescopio sia completamente smagnetizzato e che si trovi con lo schermo diretto verso est o ovest (vedi punto 4).

Si deve inoltre accertarsi che il cinescopio sia rimasto precedentemente acceso per circa 15 minuti e che sia stato fatto funzionare con una corrente del raggio di circa 1.000 μA. La purezza del colore dovrà essere messa a punto su un raster di luminosità media e con un'immagine senza dettagli. (Superficie grigia, corrente del raggio di circa 600 μA).

Fig. 23 - Zone per la verifica della messa a punto della convergenza statica (zona S), della convergenza dinamica in senso verticale (V), e della convergenza dinamica in senso orizzontale (O).

TABELLA I - Regolazioni da fare per effettuare la convergenza statica

Mediante correnti continue (vedi fig. 22)	Mediante magneti permanenti	Direzione spostamento dei raggi	Effetto dello spostamento sul reticolo
Regolare R_4	Regolare il magnete del rosso	spostamento del raggio del rosso in senso radiale	
Regolare R_5	Regolare il magnete del verde	spostamento del raggio del verde in senso radiale	
Regolare R_6	Regolare il magnete del blu	spostamento del raggio del blu in senso radiale	
Regolare il magnete del blu laterale	Regolare il magnete del blu laterale	spostamento del raggio del blu in senso laterale	

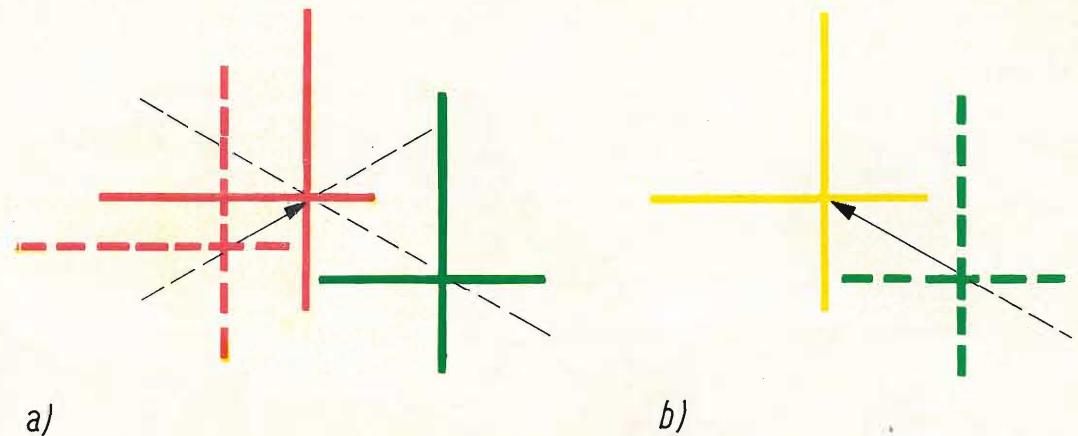



Fig. 24 - Messa a punto della convergenza statica. (a) Spostamento del reticolo rosso. (b) Spostamento del reticolo verde.

La sequenza delle operazioni dovrà essere la seguente:

a) Portare a zero il magnete per la purezza del colore. La condizione di zero si ha quando i campi magnetici prodotti dai due anelli si neutrallizano a vicenda. Se questa posizione non è marcata sugli anelli, essa sarà facilmente individuabile quando ruotando simultaneamente i due anelli si incontra una posizione nella quale un ulteriore movimento non produce alcun spostamento dei raggi di elettroni.

b) Osservare con un microscopio (ingrandimento minimo 20 x) « l'atterraggio » dei raggi. Per rendere visibile anche le zone dei punti di fosforo non eccitate si

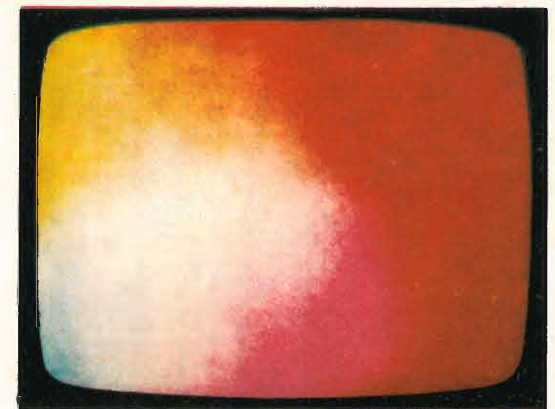



Fig. 26 - Come appare il raster quando ancora non è stata regolata la purezza del colore. In questo caso è stato fatto pervenire sullo schermo **solo il raggio del rosso**.

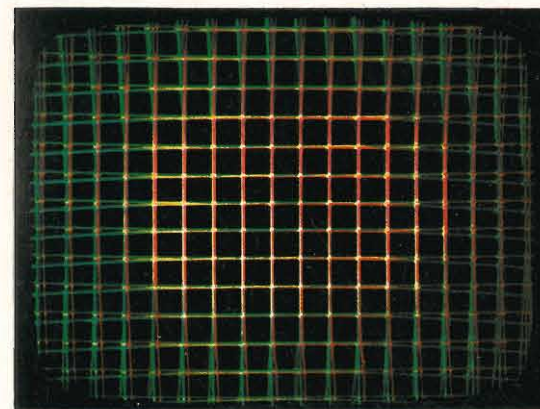



Fig. 25 - Come appare il reticolo dopo che è stata messa a punto la convergenza statica. Le righe al centro sono bianche.

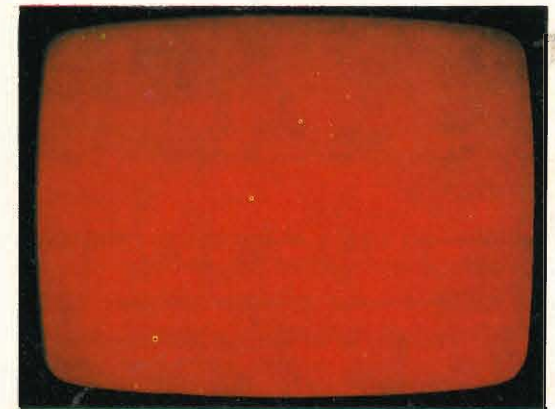



Fig. 27 - Come appare il raster del rosso dopo che è stata messa a punto la purezza del colore.

dovrà impiegare una sorgente luminosa la cui luce pervenga di fianco sullo schermo (fig. 28).

Si osservi il centro dello schermo con questo microscopio e si regoli il magnete della purezza del colore in maniera che **i baricentri** dei due triangoli formati rispettivamente dai punti di fosforo di una triade e dalle zone luminose della medesima coincidano (figg. 29 e 30a e 30b).

c) Far pervenire sullo schermo solo il raggio del rosso. Mettere a punto la punto non dovrebbe presentare colori spuri in nessuna parte dello schermo.

La fig. 31 riproduce la condizione di purezza di colore al centro e ai lati dello schermo del cinescopio A 63-11 X equipaggiato con la bobina di deflessione AT 1022/03.

Punto 13

La centratura dell'immagine può essere influenzata dal magnete per la purezza

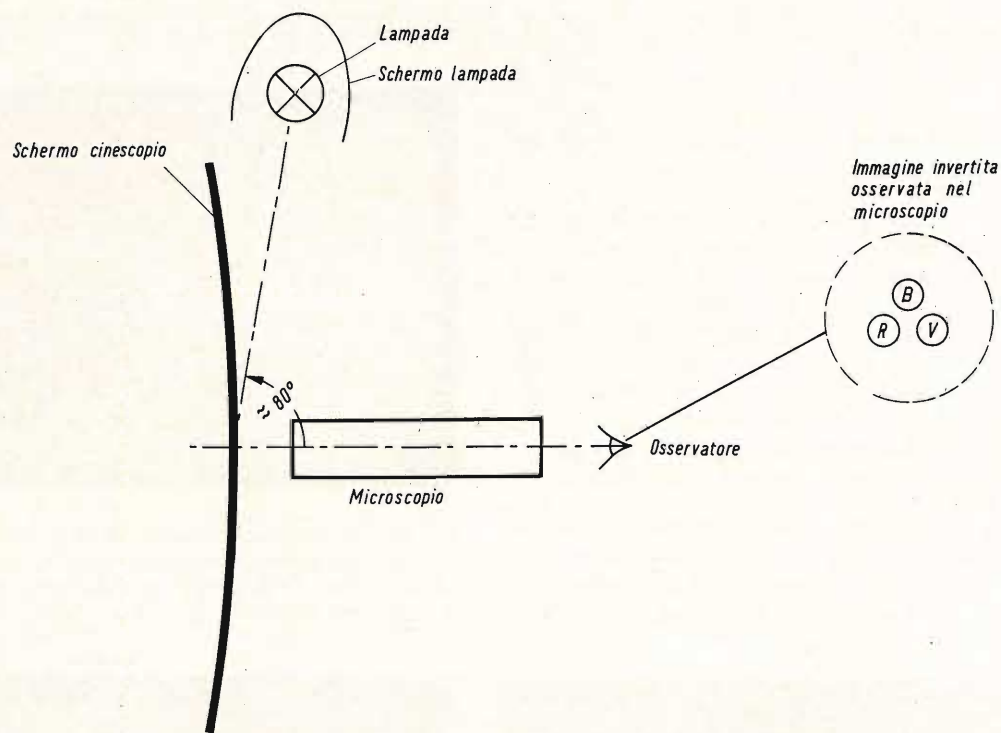



Fig. 28 - Atterraggio dei tre raggi di elettroni osservato con il microscopio. Per rendere i punti di fosforo visibili viene impiegata una sorgente di luce posta di lato allo schermo.

purezza dei colori ai bordi dello schermo spostando le bobine di deflessione (figura 27).

d) Fissare le bobine di deflessione.

e) Controllare la purezza del colore inserendo i raggi del verde e del blu e controllare **l'uniformità del bianco su tutta la superficie dello schermo**. Un cinescopio con la purezza del colore ben messa a del colore e pertanto, se sarà necessario (punto 9) dovrà essere di nuovo rimessa a posto.

Punto 14

A questo punto anche la convergenza statica dovrà essere ricontrollata e, se necessario, di nuovo rimessa a posto.

Punto 15

Messa a punto della convergenza in senso verticale

Il segnale di controllo dovrà essere preferibilmente un segnale a reticolo. La luminosità dovrà essere più bassa possibile. Le regolazioni della tabella II si riferiscono allo schema elettrico di fig. 22.

Per la messa a punto della convergenza in senso verticale (tabella II), si dovrà tener d'occhio **la fascia verticale al centro** dello schermo indicata con **V** in fig. 23.

Durante la messa a punto della convergenza dinamica in senso verticale può darsi che si renda necessario qualche ritocco della convergenza statica allo scopo di far sovrapporre di nuovo le righe dei tre reticoli **al centro dello schermo**.

a) Far pervenire sullo schermo soltanto i raggi del rosso e del verde.

b) Rendere equidistanti mediante regolazione di R_7, le linee orizzontali rosse e verdi che si trovano in alto e in basso dello schermo.

c) Rendere equidistanti mediante regolazione di R_8, le linee orizzontali rosse e verdi in alto, al centro e in basso dello schermo.

d) Rendere equidistanti mediante regolazione di R_9, le linee verticali rosse e verdi in alto e in basso dello schermo.

e) Raddrizzare le righe verticali rosse e verdi mediante regolazione di R_{10}.

f) Far pervenire sullo schermo il raggio del blu.

g) Rendere equidistanti mediante regolazione di R_{11} le righe orizzontali blu e gialle (rosse + verdi) in alto e in basso dello schermo.

h) Rendere equidistanti mediante regolazione di R_{12} le righe orizzontali blu e gialle (rosse + verdi) in alto, in basso e al centro dello schermo.

i) Verificare la convergenza dinamica verticale (vedi fig. 32).

TABELLA II - Messa a punto della convergenza dinamica in senso verticale

Potenziometro da regolare (fig. 22)	Descrizione dell'operazione di messa a punto	Effetto dell'operazione di messa a punto sul reticolo
R_7	Bilanciamento del « tilt » rosso/verde	
R_8	Bilanciamento della parabola rosso/verde	
R_9	« Tilt » rosso/verde	
R_{10}	Parabola rosso/verde	
R_{11}	« Tilt » del blu	
R_{12}	Parabola del blu	

Punto 16

Messa a punto della convergenza dinamica in senso orizzontale

Applicare un segnale di prova identico a quello del punto 15. Per questa messa a punto si dovrà tener d'occhio la zona orizzontale al centro dello schermo indicata con « O » in fig. 23.

Durante la messa a punto della convergenza dinamica in senso orizzontale (tabella III), potrà rendersi necessario un ritocco della convergenza statica: ciò ovviamente allo scopo di far di nuovo sovrapporre i tre reticoli al centro dello schermo.

Le regolazioni a) e b) qui sotto indicate, sono provvisorie, esse riguardano alcune regolazioni che notoriamente influenzano altre regolazioni e debbono pertanto essere messe a punto **per prime.**

a) Far pervenire sullo schermo tutti e tre i raggi.

b) Rendere la riga orizzontale blu del reticolo più diritta possibile regolando L_1 (parabola del blu), L_4 (correzione della forma d'onda del blu) e R_3 (tilt del blu). Se è necessario, la corretta regolazione di L_4 potrà essere effettuata mediante un oscilloscopio. Per far ciò, si dovrà osservare la tensione ai capi della bobina orizzontale del blu della relativa unità di convergenza. Tale tensione dovrà avere la forma di un dente di sega con una specie di « gradino » al centro del tratto del dente di sega medesimo. La bobina L_4 sarà perfettamente regolata se questo « gradino » verrà a trovarsi a metà strada esatta del tratto pendente (fig. 34).

c) Togliere il raggio del blu.

d) Rendere equidistanti ai lati destro e sinistro dello schermo le righe rosse e verdi orizzontali mediante regolazione di L_6.

e) Raddrizzare le righe rosse e verdi orizzontali agendo su L_3.

f) Rendere equidistanti ai lati destro e sinistro dello schermo le righe rosse e verdi verticali mediante regolazione di L_2.

g) Rendere equidistanti ai lati destro, sinistro e al centro dello schermo le righe rosse e verdi verticali agendo su R_2.

Fig. 29 - Visione ingrandita dei puntini di fosforo dello schermo nel caso di purezza di colori mal regolata.

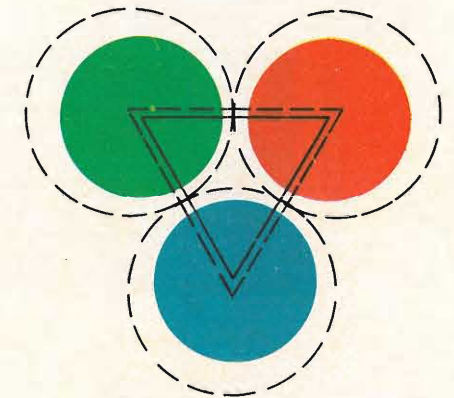



Fig. 30a - Messa a punto della purezza del colore. Al centro dell'immagine deve verificarsi la sovrapposizione dei centri di gravità dei **due** triangoli formati rispettivamente da una triade e dalle aree eccitate dei fosfori della triade medesima.

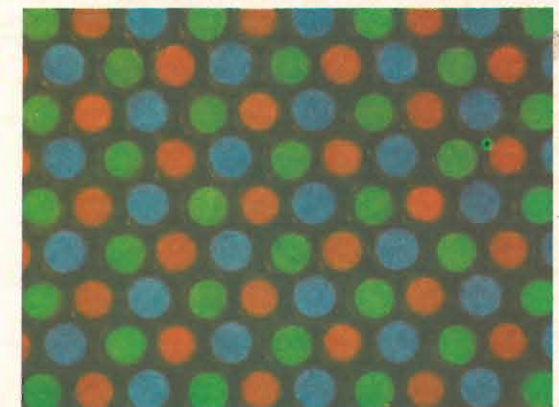



Fig. 30b - Visione ingrandita dei puntini eccitati al centro dello schermo dopo che è stata messa a punto la purezza del colore.

Costruzione di grande specializzazione realizzata dalle **Officine Meccaniche Antonio Banfi**

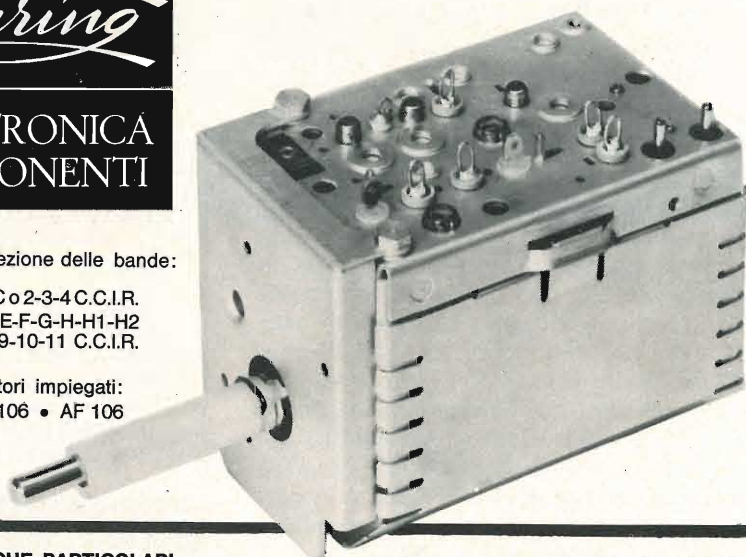
selettore VHF a transistor *

ALIMENTAZIONE
Stadio RF 12 V/3 ÷ 9 mA
(a.g.c. 8,5 ÷ 1,5 V)
Stadio Oscill. 12 V/6 mA
Stadio Mescol. 12 V/3,5 mA

DIMENSIONI
lunghezza mm. 80,5
larghezza mm. 59,25
altezza mm. 68

Consente la ricezione delle bande:

1ª: canali A-B-C o 2-3-4 C.C.I.R.
3ª: canali D-E-F-G-H-H1-H2 o 5-6-7-8-9-10-11 C.C.I.R.

*** Transistori impiegati:
AF 109 R • AF 106 • AF 106

CARATTERISTICHE PARTICOLARI

		Banda 1ª	Banda 3ª
Guadagno (1)	dB	⩾ 40	⩾ 38
Cifra di fruscio	dB	⩽ 5,5	⩽ 6,5
Larghezza di banda RF picco picco	MHz	⩽ 5,5	⩽ 5,5
Rejezione immagine	dB	⩾ 60	⩾ 60
Rejezione frequenza intermedia	dB	⩾ 45	⩾ 60
Coefficiente di riflessione	%	⩽ 40	⩽ 40
Sintonia fine	MHz	2 ÷ 4	2 ÷ 4
Stabilità oscillatore			
per variazione della tensione di alimentazione del ± 10%	kHz	⩽ 50	⩽ 50
per variazione della temperatura ambiente di 25 °C	kHz	⩽ 200	⩽ 200
Impedenza di ingresso Simmetrica	300 Ohm		
Asimmetrica	75 Ohm		

(1) Misura effettuata come rapporto tra la tensione presente ai morsetti di antenna e la tensione dello stesso segnale sul secondario del filtro F.I. smorzato con 2700 Ohm; banda F.I. = 6 MHz a 3 dB, insellamento 5%.

Complessi meccanici delle Officine di Precisione

Antonio Banfi BARANZATE/MILANO - VIA MONTE SPLUGA 16
20021 - TEL. 990.1881 (4 LINEE)

Costruzione di grande specializzazione realizzata dalle **Officine Meccaniche Antonio Banfi**

Consente la ricezione
dei canali televisivi nella
gamma UHF compresa
tra 460 e 870 MHz
negli standards RAI-C.C.I.R.

sintonizzatore UHF a transistor

ALIMENTAZIONE
Stadio RF 12 V/3,4 mA
Stadio oscill. 12 V/3,6 mA

DIMENSIONI
lunghezza mm. 99,5
larghezza mm. 73,8
altezza mm. 37,5

in un quarto d'onda

Transistori impiegati
AF 139 • AF 139

CARATTERISTICHE PARTICOLARI

		Banda 4ª	Banda 5ª
Guadagno (1)	dB	⩾ 24	⩾ 22
Cifra di fruscio	dB	⩽ 6,5	⩽ 12
Larghezza di banda RF a zero dB	dB	6	9
Rejezione immagine	dB	⩾ 60	⩾ 50
Rejezione frequenza intermedia	dB	⩾ 60	⩾ 60
Coefficiente di riflessione	%	⩽ 30	⩽ 50
Stabilità oscillatore			
per variazione della tensione di alimentazione del 10%	kHz	⩽ 100	⩽ 100
per variazione della temperatura ambiente di 25 °C	kHz	⩽ 500	⩽ 500
Irradiazione	µV/m	⩽ 100	⩽ 100
Sintonia elettronica Tensione Varicap 3÷17 Vcc (tarat. oscill. 10 Vcc)	MHz	2,5	1,8
Impedenza di ingresso Simmetrica	300 Ohm		
Asimmetrica	75 Ohm		
Isolamento verso massa dei morsetti di antenna	1000 Veff.		

(1) Misura effettuata come rapporto tra la tensione presente ai morsetti di antenna e la tensione dello stesso segnale sul secondario del filtro F.I. smorzato con 2700 Ohm; banda F.I. = 6 MHz a 3 dB, insellamento 5%.

Complessi meccanici delle Officine di Precisione

Antonio Banfi BARANZATE/MILANO - VIA MONTE SPLUGA 16
20021 - TEL. 990.1881 - (4 LINEE)

h) Se è necessario, rimettere a punto la convergenza statica.

i) Far pervenire sullo schermo il raggio del blu.

j) Rendere equidistanti le righe orizzontali blu e gialle (rosse + verdi) agendo su L_1 e R_3. Con L_1 si equagliano le porzioni laterali e centrali. Con R_3 si corregge qualsiasi differenza tra le porzioni destra e sinistra.

k) Togliere qualsiasi ondulazione delle

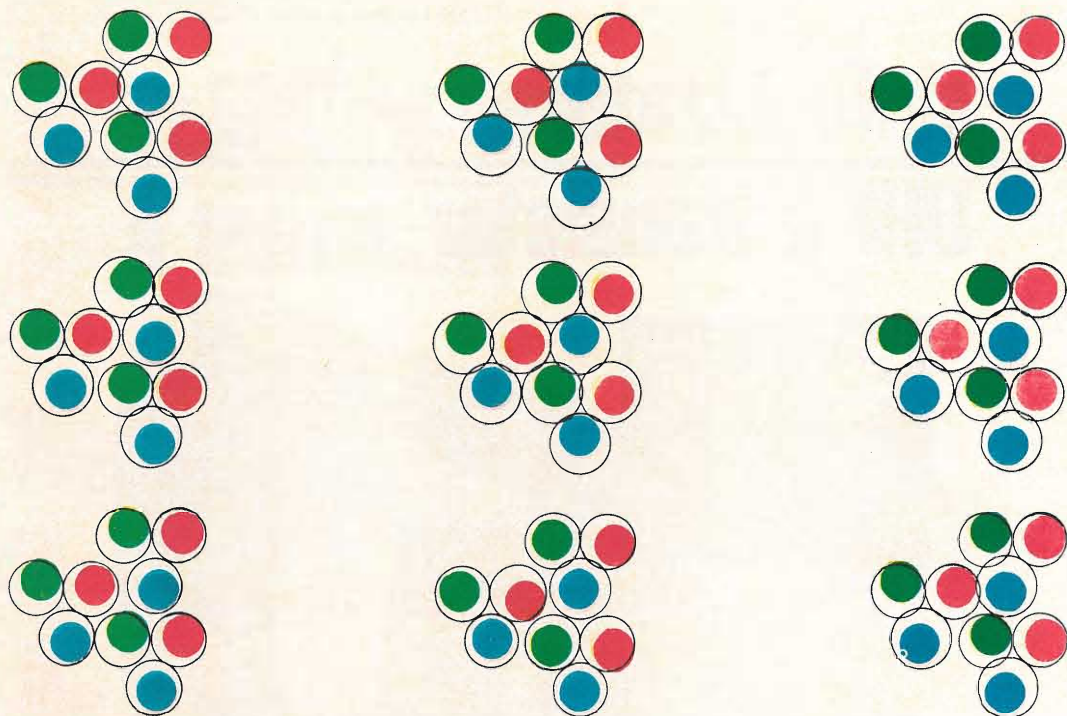



Fig. 31 - Configurazione dell'« atterraggio dei raggi » sullo schermo del cinescopio A 63-11 X equipaggiato con l'unità di deflessione AT 1022/03. La figura mostra come si presenta l'« atterraggio dei raggi » rispettivamente **ai lati e nelle zone intermedie** dello schermo.

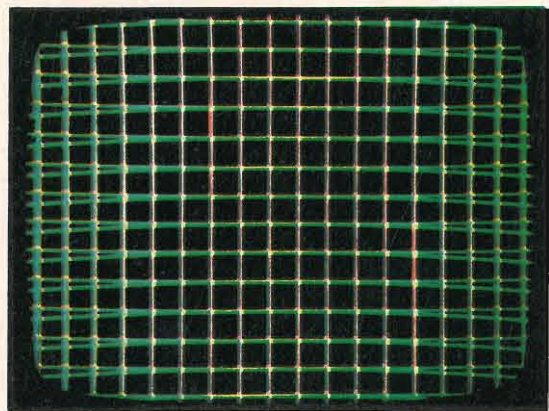



Fig. 32 - Come si presenta il reticolo dopo che è stata messa a punto la convergenza dinamica e statica in senso verticale.

righe blu a destra, a sinistra e al centro dello schermo mediante regolazione di L_4. La stessa correzione può essere ottenuta mediante osservazione con l'oscilloscopio della forma d'onda della tensione presente ai capi di L_4 come già descritto al punto b) (vedi anche fig. 34).

La fig. 35 mostra come appare il reticolo dopo la completa messa a punto in senso radiale della convergenza. Non è stata però ancora fatta la messa a punto della convergenza dinamica laterale del blu.

l) Far sovrapporre le righe verticali blu e gialle (verdi + rosse) ai lati dello schermo agendo su L_5. Qualsiasi asimmetria residua tra la parte destra e la parte sinistra potrà essere corretta ruotando di poco l'unità di convergenza radiale. In conseguenza di ciò, le righe verticali blu ai lati verranno spostate nella direzione in cui risulta mossa la parte superiore dell'unità di convergenza. Dopo questa « manipolazione » si dovrà ancora una volta controllare la convergenza statica e dinamica.

Fig. 33 - Esempio di circuito per la correzione della convergenza in senso orizzontale.

m) Controllare la convergenza dinamica orizzontale.

Osservazioni generali sulla messa a punto della convergenza

Le operazioni per la messa a punto della convergenza descritte ai punti 11, 15 e 16 sono state eseguite **osservando soltanto il centro e gli assi verticale e orizzontale dello schermo**. Può darsi che agli angoli dello schermo rimanga ancora qualche errore di convergenza.

Se le operazioni indicate sono state effettuate correttamente, tali errori non dovranno superare 2 - 2,5 mm (misurati verticalmente e orizzontalmente). Tali errori difficilmente sono visibili a normale distanza di osservazione.

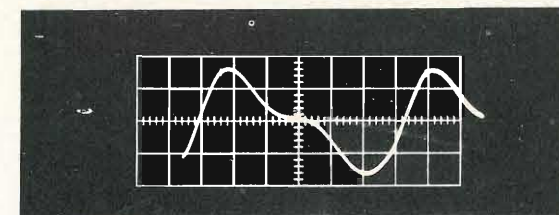



Fig. 34 - Andamento della tensione ai capi della bobina della convergenza orizzontale del blu (verticale: 10 V/div; orizzontale: 10 μs/div).

DOPO **BOLOGNA - REGGIO EMILIA - FERRARA - RIMINI**

ORA ANCHE A RAVENNA C'È

UN PUNTO DI VENDITA DELL'ORGANIZZAZIONE **G.B.C.**

REGGIO EMILIA
V.le Monte S. Michele, 5/EF

FERRARA
Via XXV Aprile, 99

BOLOGNA
Via G. Brugnoli, 1/A

RAVENNA
V.le Baracca, 56

RIMINI
Via Dario Campana, 8/AB

G.B.C electronics

RADIOTECNICI - RADIOAMATORI - RADIORIPARATORI
LA G.B.C. È A VOSTRA COMPLETA DISPOSIZIONE

G.B.C. QUALITA' ● G.B.C. GARANZIA ● G.B.C. GIUSTO PREZZO

La Chinaglia ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.
Via Tiziano Vecellio 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno
Via Cosimo del Fante 14 - Tel. 83.33.71 - 20122 Milano filiale

presenta la prestigiosa serie dei tester

Dinotester

L'analizzatore del domani
Il primo analizzatore elettronico brevettato di nuova concezione realizzato in un formato tascabile - circuito elettronico con transistore ad effetto di campo - F.E.T. - dispositivi di protezione ed alimentazione autonoma a pile.

(Brevettato)

CARATTERISTICHE

SCATOLA bicolore beige in materiale plastico antiurto con pannello in urea e calotta « Cristallo » gran luce. Dimensioni mm 150 x 95 x 45. Peso g 670.
QUADRANTE a specchio antiparallasse con 4 scale a colori; indice a coltello; vite esterna per la correzione dello zero.
COMMUTATORE rotante per le varie inserzioni.
STRUMENTO Cl. 1,5 40 µA 2500 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.
VOLTMETRO in cc. a funzionamento elettronico (F.E.T.). Sensibilità 200 kΩ/V.
VOLTMETRO in ca. realizzato con 4 diodi al germanio collegati a ponte; campo nominale di frequenza da 20 Hz a 20 KHz. Sensibilità 20 KΩ/V.
OHMMETRO a funzionamento elettronico (F.E.T.) per la misura di resistenze da 0,2 Ω a 1000 MΩ; alimentazione con pile interne.
CAPACIMETRO balistico da 1000 pF a 5 F; alimentazione con pile interne.
DISPOSITIVI di protezione del circuito elettronico e dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
ALIMENTAZIONE autonoma a pile (n. 1 pila al mercurio da 9 V).
COMPONENTI: boccole di contatto originali « Ediswan », resistenze a strato « Rosenthal » con precisione del ± 1%, diodi « Philips » della serie professionale, transistore ad effetto di campo originale americano.
SEMICONDUTTORI: n. 4 diodi al germanio, n. 3 diodi al silicio, n. 1 transistore ad effetto di campo.
COSTRUZIONE semiprofessionale a stato solido su piastra a circuito stampato.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio, coppia puntali rosso-nero, puntale per 1 KV cc., pila al mercurio da 9 V. Istruzioni dettagliate per l'impiego.

PRESTAZIONI

A cc	7 portate	5	50	500 µA	-	5	50 mA	-	0,5	2,5 A	
V cc	9 portate	0,1	0,5	1	5	10	50	100	500	1000 V	(25 KV)*
V ca	6 portate	5	10	50	100	500	1000 V				
Output in V BF	6 portate	5	10	50	100	500	1000 V				
Output dB	6 portate	da —10 a +62 dB									
Ohmmetro	6 portate	1	10	100 KΩ	-	1	10	1000 MΩ			
Cap. balistico	6 portate	5	500	5000	50.000	500.000 µF	5 F				

* mediante puntale alta tensione a richiesta A T. 25 KV.

Portate 46 sensibilità

200 KΩ/V cc
20 KΩ/V ca

LAVAREDO 40.000 Ω/Vcc e ca 49 portate

Analizzatore universale, con dispositivi di protezione, ad alta sensibilità, destinato ai tecnici più esigenti. I circuiti in corrente alternata sono muniti di compensazione termica. I componenti di prima qualità uniti alla produzione di grande serie, garantiscono una realizzazione industriale di grande classe. Caratteristiche generali ed ingombro come mod. DINOTESTER

A cc	30	300 µA	-	3	30	300 mA	-	3 A		
A ca		300 µA	-	3	30	300 mA	-	3 A		
V cc	420 mV -	1,2	3	12	30	120	300	1200 V	(3 KV)*	(30 KV)*
V ca		1,2	3	12	30	120	300	1200 V	(3 KV)*	
Output in V BF		1,2	3	12	30	120	300	1200 V		
Output in dB	da — 20 a + 62 dB									
Ohmmetro	20	200 KΩ	-	2	20	200 MΩ				
Cap. a reattanza	50.000	500.000 pF								
Cap. balistico	10	100	1000 µF							

* mediante puntali alta tensione a richiesta A T. 3 KV e A T. 30 KV

AN - 660 - B 20.000 Ω/Vcc e ca 50 portate

Analizzatore di impiego universale indispensabile per tutte le misure di tensione, corrente ,resistenza e capacità che si riscontrano nel campo RTV. La semplicità di manovra, la costruzione particolarmente robusta e i dispositivi di protezione, permettono l'impiego di questo strumento anche ai meno esperti. Caratteristiche generali ed ingombro come mod. DINOTESTER

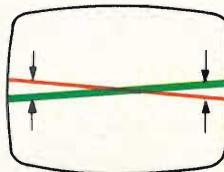
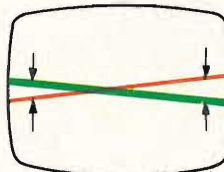
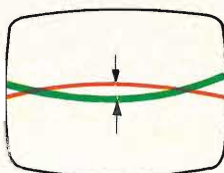
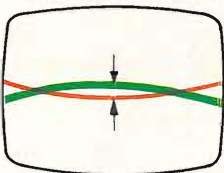
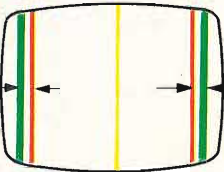
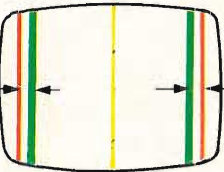
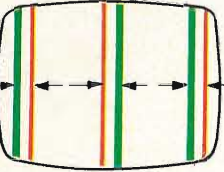
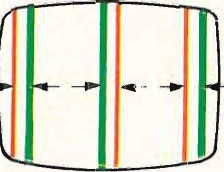
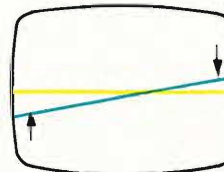
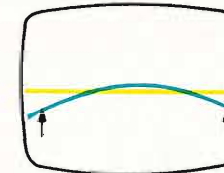
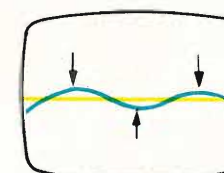
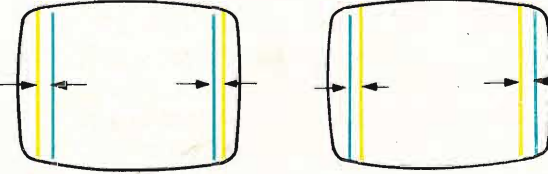
A cc	50	-	500 µA	-	5	50 mA	-	0,5	2,5 A	
A ca			500 µA	-	5	50 mA	-	0,5	2,5 A	
V cc	300 mV	-	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(25 KV)*
V ca			1,5	5	15	50	150	500	1500 V	
Output in V BF			1,5	5	15	50	150	500	1500 V	
Output in dB	da —20 a +66 dB									
Ohmmetro	10	100 KΩ	-	1	10	100 MΩ				
Cap. a reattanza	25.000	250.000 pF								
Cap. balistico	10	100	1000 µF							

* mediante puntale alta tensione a richiesta A T. 25 KV

Nuova versione U.S.I. per il controllo DINAMICO degli apparecchi radio e TV (brevettato)

I tre analizzatori sopra indicati sono ora disponibili in una nuova versione contraddistinta dalla sigla U.S.I. (Universal Signal Injector) che significa Iniettore di Segnali Universale. La versione U.S.I. è munita di due boccole supplementari cui fa capo il circuito elettronico costituito fondamentalmente da due generatori di segnali: il primo funzionante ad audio frequenza, il secondo a radio frequenza.
Data la particolare forma d'onda impulsiva, ottenuta da un circuito del tipo ad oscillatore bloccato, ne risulta un segnale che contiene una vastissima gamma di frequenze armoniche che arrivano fino a 500 MHz. Il segnale in uscita, modulato in ampiezza, frequenza e fase, si ricava dalle apposite boccole mediante l'impiego dei puntali in dotazione. Il circuito è realizzato con le tecniche più progredite: piastra a circuito stampato e componenti a stato solido.

L'alimentazione è autonoma ed è data dalle stesse pile dell'ohmmetro. A titolo esemplificativo riportiamo qualche applicazione del nostro Iniettore di Segnali: controllo DINAMICO degli stati audio e media frequenza, controllo DINAMICO degli stadi amplificatori a radio frequeneza per la gamma delle onde Lunghe, Medie, Corte e Ultracorte a modulazione di frequenza; controllo DINAMICO dei canali VHF e UHF della televisione mediante segnali audio e video.
Può essere inoltre vantaggiosamente impiegato nella riparazione di autoradio, registratori, amplificatori audio di ogni tipo, come modulatore e come oscillatore di nota per esercitazioni con l'alfabeto Morse.

MIGNONTESTER 300
analizzatore tascabile universale
1-2 KΩ/Vcc-ca 29 portate
il tester più economico nel mercato!

MIGNONTESTER 365
analizzatore tascabile ad alta sensibilità con dispositivo di protezione
20 KΩ/Vcc 36 portate
il più economico dei 20 KΩ/V

ELETTROTESTER VA - 32 - B
analizzatore universale per elettricisti con cercafase e fusibili di protezione
15 portate 4 campi di prova

TABELLA III - Messa a punto della convergenza dinamica in senso orizzontale

Bobina o potenziometro da regolare (vedi fig. 33)	Descrizione dell'operazione di messa a punto	Effetto dell'operazione di messa a punto sul reticolo
L_6	Bilanciamento del « tilt » del rosso/verde	
L_3	Bilanciamento della parabola del rosso/verde	
L_2	« Tilt » del rosso/verde	
R_2	Parabola del rosso/verde	

Bobina o potenziometro da regolare (vedi fig. 33)	Descrizione dell'operazione di messa a punto	Effetto dell'operazione di messa a punto sul reticolo
R_3	« Tilt » del blu	
L_1	Parabola del blu	
L_4	Correzione forma d'onda del blu	
L_5	Convergenza del blu laterale	

Punto 17

La messa a punto della convergenza influisce sulla purezza del colore e di conseguenza si richiederà, a questo punto, un nuovo controllo della purezza del colore nella maniera indicata al punto 12e.

Punto 18

Correzione del raster

La correzione del raster si effettua rendendo perfettamente orizzontali le righe del reticolo. La fig. 36 indica un reticolo affetto da distorsione « a cuscino » in quanto ancora non è stata effettuata la correzione del raster. La fig. 37 indica invece un reticolo perfettamente squadrato ottenibile dopo aver agito sul dispositivo (trasduttore) per la correzione del raster. Come è noto con tale dispositivo si variano l'intensità e la fase delle correnti che « modulano » le normali correnti di deflessione.

Punto 19

Effettuata questa correzione, si dovranno controllare di nuovo le dimensioni del raster come indicato ai punti 7, 8 e 9.

Punto 20

Regolazione del tono del bianco e della scala dei grigi

La corretta messa a punto del tono del bianco si effettua in genere per confronto con una « sorgente » di bianco esterna (per esempio, un ricevitore a colori già messo a punto sotto questo riguardo). Se tale confronto si fa invece con il bianco dello schermo di un cinescopio bianco e nero, quest'ultimo potrà apparire leggermente bluastro. Se il ricevitore ha per le trasmissioni TVC un punto del bianco diverso da quello delle trasmissioni in bianco e nero, quest'ultimo punto del bianco dovrà assomigliare al punto del bianco di un cinescopio in bianco e nero.

Per la messa a punto del tono del bianco si dovrà innanzitutto vedere se si tratta di circuiti nei quali viene variata la tensione di pilotaggio di **due** cannoni oppure se si tratta di circuiti di pilotaggio detti **R G B**.

Nei circuiti nei quali viene variata la tensione di pilotaggio di due cannoni (per esempio, nel circuito potenziometrico di fig. 38), la messa a punto viene fatta con un segnale bianco e nero « a scaletta » nella seguente maniera:

a) Porre il regolatore della luminosità a metà corsa.

b) Regolare il contrasto in maniera che siano visibili tutte le gradazioni di grigio della « scaletta ».

c) Togliere la tensione alle griglie schermo dei cannoni verde e blu.

d) Regolare la tensione della griglia schermo del cannone del rosso in maniera che le righe rosse appaiano appena e debolmente nella porzione nera dell'immagine.

e) Applicare le tensioni alle griglie schermo dei cannoni del verde e del blu.

f) Ottenere il grigio nella porzione oscura dell'immagine mediante regolazione delle tensioni delle griglie schermo dei cannoni del verde e del blu.

g) Ottenere il bianco nella porzione bianca dell'immagine mediante regolazione dei potenziometri di pilotaggio dei cannoni del verde e del blu:

— se compare una colorazione **porpora**, si dovrà aumentare la tensione di pilotaggio del cannone del verde;

— se compare una colorazione **gialla**, si dovrà aumentare la tensione di pilotaggio del cannone del blu;

— se compare una colorazione **rossa**, si dovranno aumentare le tensioni di pilotaggio del blu e del verde;

— se compare una colorazione **verde o blu** si dovranno diminuire le tensioni di pilotaggio del blu e del verde.

h) Controllare che risulti uniforme il « tono di colore » (tinta) delle zone oscure, grigie e brillanti dell'immagine.

Nei circuiti nei quali viene usato il sistema di pilotaggio R G B (per esempio vedi fig. 39), la regolazione del punto del bianco si effettua impiegando anche in questo caso il segnale bianco e nero a « scaletta » nella seguente maniera.

a) Porre il regolatore della luminosità a metà corsa.

b) Regolare il contrasto in modo da vedere tutti i grigi della scala.

c) Togliere le tensioni alle griglie schermo dei cannoni del verde e del blu.

d) Regolare la tensione della griglia schermo del rosso in maniera che le righe rosse siano visibili solo nella regione del nero.

e) Rimettere tensione sulle griglie schermo dei cannoni del verde e del blu.

f) Cercare di ottenere il bianco nelle zone **oscure** dell'immagine agendo sulle tensioni delle griglie schermo del cannone del verde e del blu.

g) Cercare di ottenere il bianco nelle zone **brillanti** dell'immagine agendo sui regolatori dell'amplificazione degli amplificatori video del rosso, del verde e del blu:

h) Controllare l'uniformità del tono delle zone osure, grigie e brillanti dell'immagine. Le figg. 40 e 41 riportano le fotografie di una scala dei grigi corretta (41) e non corretta (41). A questo punto si seguano le indicazioni riportate nella Tabella IV.

Punto 21

Focalizzazione

La focalizzazione dei tre raggi di elettroni si mette a punto impiegando un segnale di prova bianco e nero e agendo sulla tensione di focalizzazione. La migliore messa a punto si ottiene osservando i dettagli molto luminosi dell'immagine, per esempio, se si impiega il cinescopio **R M A** (fig. 42), la messa a fuoco dovrà essere regolata per la migliore resa del « cono delle frequenze » nella zona luminosa al centro dell'immagine. Il valore medio della corrente del raggio dovrà aggirarsi in questo caso sui 1.000 e 1.200 μA. In questa maniera saremo sicuri che anche le altre zone dell'immagine saranno perfettamente a fuoco.

Tabella IV.

se il bianco delle zone brillanti presenta una colorazione:	diminuire l'amplificazione:	aumentare l'amplificazione:
rossa	del rosso	—
blu	del blu	—
verde	del verde	—
gialla	—	del blu
porpora	—	del verde
ciano	—	del rosso

Se quando si effettua la messa a punto del fuoco, la corrente del raggio è troppo bassa, si potrà notare una notevole sfocalizzazione nelle zone luminose della immagine e l'apparizione di un effetto « moiré » molto evidente. Ciò è dovuto all'interferenza tra il raster delle righe e dei punti nelle zone oscure dell'immagine.

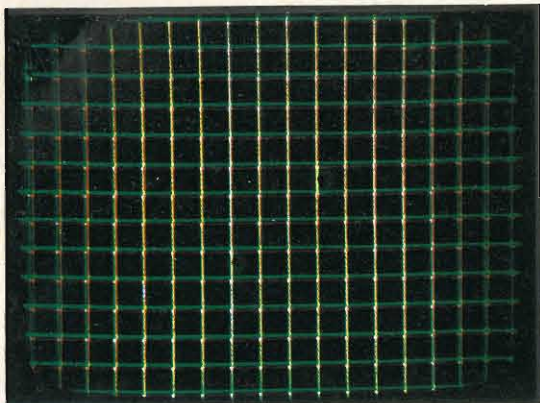



Fig. 35 - Come si presenta il reticolo dopo che è stata messa a punto completamente la convergenza radiale. Non è però ancora stata messa a punto la convergenza laterale dinamica del blu.

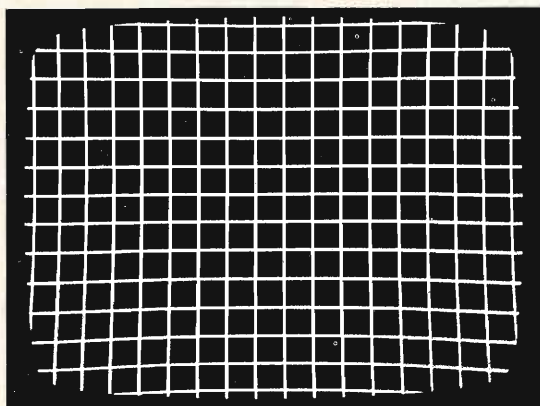



Fig. 36 - Come appare il reticolo dopo che è stata messa a punto la convergenza dinamica e statica. Non è stata ancora effettuata la correzione dell'effetto cuscino.

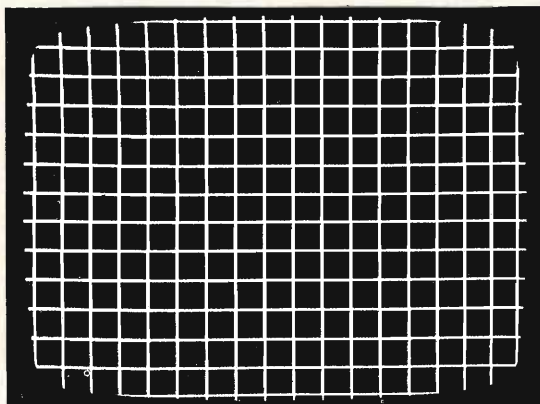



Fig. 37 - Come la fig. 36 ma dopo aver effettuato la correzione del raster.

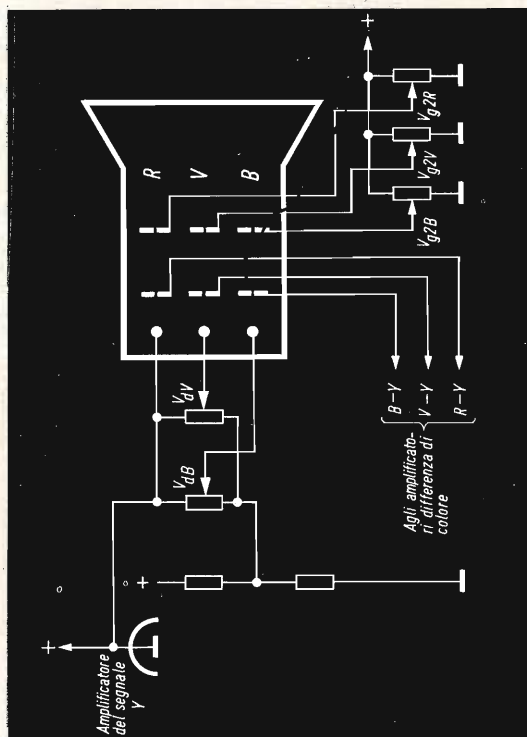



Fig. 38 - Pilotaggio del cinescopio mediante circuito « potenziometrico »

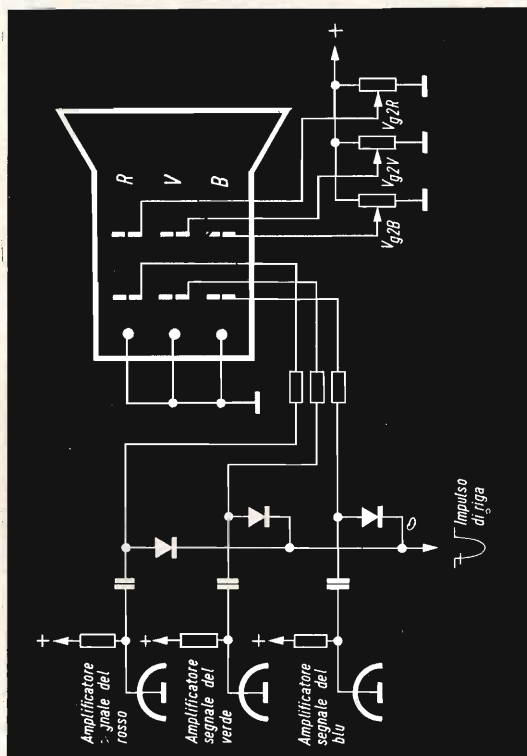



Fig. 39 - Pilotaggio del cinescopio con i segnali R, V e B (pilotaggio R G B).

La messa a punto del fuoco in un cinescopio a colori richiede molto più cura dell'analoga operazione nei cinescopi in bianco e nero. La ragione sta nel comportamento della lente **acceleratrice** di un cinescopio a colori la quale reagisce molto più prontamente della lente unipotenziale impiegata nei cinescopi in bianco e nero. La lente acceleratrice è infatti molto sensibile alle differenze di tensioni presenti sugli elettrodi g_3 e g_4.

Fine del corso di televisione a colori

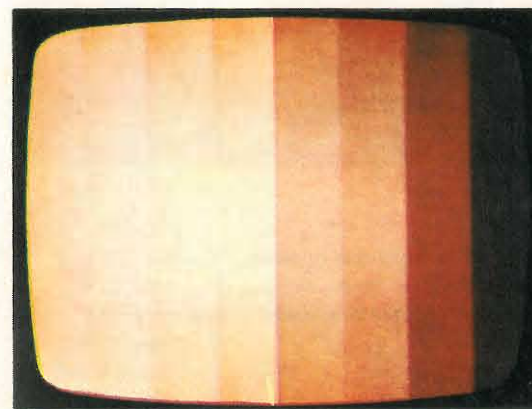



Fig. 40 - Scala dei grigi con eccessiva componente rossa. Gli « spostamenti » di colore nelle zone luminose della immagine sono più difficili da notare di quelli che si verificano nelle zone oscure dell'immagine.

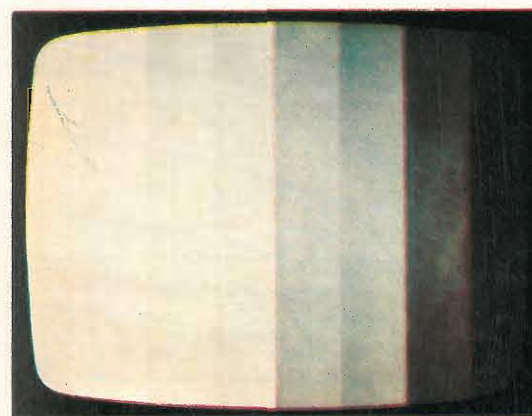



Fig. 41 - Come appare la scala dei grigi dopo la messa a punto.

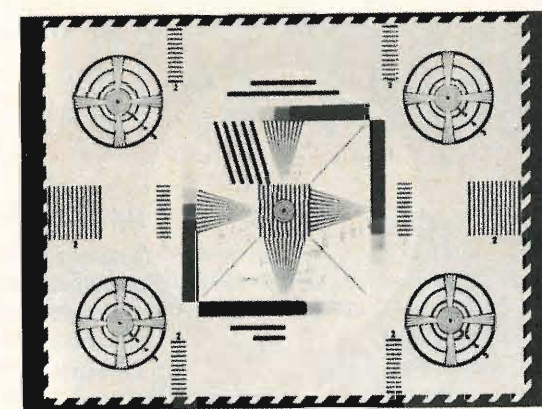



Fig. 42 - Monoscopio di controllo R M A.

Fig. 43 - Effetto « moiré » visibile nelle parti oscure dell'immagine nel caso in cui il fuoco venga messo a punto con un valore di corrente del raggio troppo basso.

TRANSISTOR BF 184 - BF 185

BF 184

Dati caratteristici

Tensione colletore-base (emettitore aperto)	V_{CBO}	**max 30 V**
Tensione collettore-emettitore (base aperta)	V_{CEO}	**max 20 V**
Tensione emettitore-base (collettore aperto)	V_{EBO}	**max 5 V**
Corrente di collettore	I_C	**max 30 mA**
Corrente di base	I_B	**max 1 mA**
Potenza dissipata a $T_{amb} \leq 45°C$	P_{tot}	**145 mW**
Guadagno di corrente a TJ = 25°C		
$I_C = 1$ mA; $V_{CE} = 10$ V	h_{FE}	**tipico 115**
Frequenza di transizione	f_T	**tipica 300 MHz**
Campo di temperatura		**— 55... + 175°C**
Resistenza termica	R_{th}	**0,9 °C/mW**

Le curve mostrano la variazione della corrente di collettore I_C in funzione della tensione collettore-emettitore V_{CE}, per valori costanti della corrente di base. Le curve a sinistra danno la visione generale, quelle a destra illustrano dettagliatamente il comportamento alle basse tensioni. Entrambi i grafici sono stati tracciati in base a misure effettuate alla temperatura ambiente di 25°C.

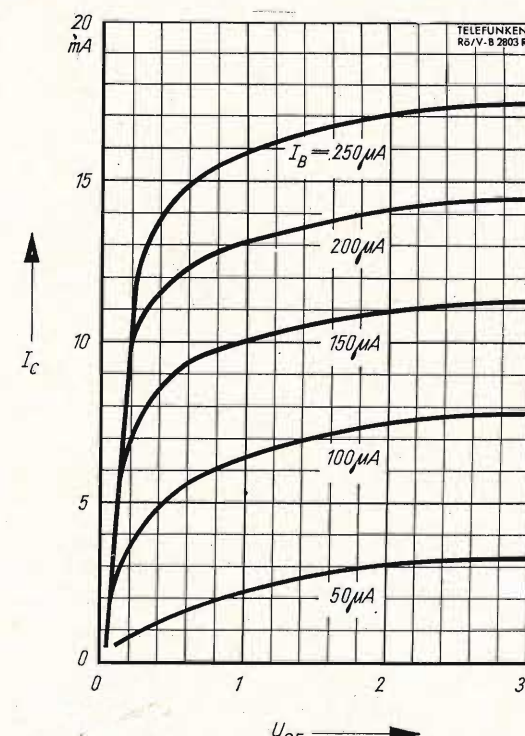
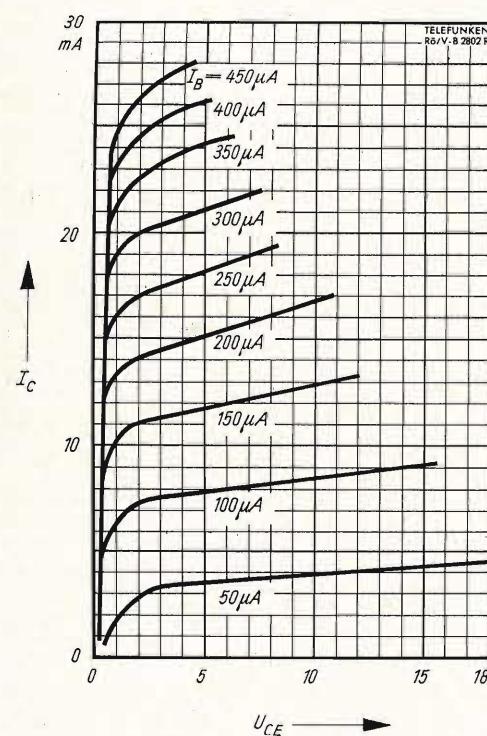
I transistor NPN al silicio BF 184 e BF 185, realizzati con la tecnica planare epitassiale, sono indicati per l'uso nel campo delle alte frequenze, in particolare per la gamma a VHF.

Più propriamente il BF 184 è adatto per stadi amplificatori a frequenza intermedia e stadi di controllo di guadagno; il BF 185, grazie al suo rumore più limitato, è adatto per gli stadi oscillatore-mescolatore e come preamplificatore. Queste proprietà ed il costo molto contenuto li rendono veramente interessanti sotto tutti i punti di vista. Ambedue i tipi sono disponibili con il contenitore TO18 oppure TO72 a seconda delle case costruttrici, sempre con i tre elettrodi isolati ed il quarto terminale di schermo collegato al contenitore.

La figura a fianco indica le dimensioni e la disposizione dei terminali del contenitore TO 18 con cui vengono presentati questi due tipi di transistor. Il contenitore TO 72, adottato da alcune case al posto del TO 18, è praticamente identico.

BF 185

Dati caratteristici

Tensione collettore-base (emettitore aperto)	V_{CBO}	**max 30 V**
Tensione collettore-emettitore (base-aperta)	V_{CEO}	**max 20 V**
Tensione emettitore-base (collettore aperto)	V_{EBO}	**max 5 V**
Corrente di collettore	I_C	**max 30 mA**
Corrente di base	I_B	**max 1 mA**
Potenza dissipata a $T_{amb} \leq 45°C$	P_{tot}	**145 mW**
Guadagno di corrente a TJ = 25°C;		
$I_C = 1$ mA; $V_{CE} = 10$ V	h_{FE}	**tipico 67**
Frequenza di transizione	f_T	**tipica 220 MHz**
Figura di rumore a f = 100 MHz;		
$I_C = 1$ mA; $V_{CE} = 10$ V; Gs = 10 mΩ^{-1}	F	**tipico 4 dB**
Campo di temperatura		**— 55... + 175 °C**
Resistenza termica	R_{Th}	**0,9 °C/mW**

Le curve mostrano le variazioni della corrente di collettore I_C in funzione della tensione collettore-emettitore V_{CE}, per valori costanti della corrente di base. Come nel caso precedente a sinistra si ha lo aspetto generale, a destra il particolare per le basse tensioni. Entrambi i grafici sono tracciati in base a misure effettuate a 25°C.

CENTRO STUDI E LABORATORI TLC S.p.A.

I CSELT, Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni S.p.A., è l'organo del Gruppo STET per lo studio e la ricerca applicata nel campo della tecnica delle telecomunicazioni. Esso è stato costituito in società autonoma alla fine del 1964 dalla STET potenziando un nucleo preesistente allo scopo di utilizzarne l'opera ed i prodotti a vantaggio delle Società del Gruppo esercenti i servizi di telecomunicazione; la sua attività è rivolta prevalentemente verso i problemi di esercizio le telecomunicazioni, senza per questo escludere lo studio e lo sviluppo di tecniche nuove.

Appartiene a questo ultimo indirizzo di ricerca lo studio delle applicazioni del laser alle telecomunicazioni.

Alla fine del 1965 prese avvio presso il CSELT una prima serie di prove: si voleva studiare il comportamento del fascio laser nell'atmosfera; questo è il problema centrale dello sfruttamento del laser per telecollegamenti in aria libera: già allora si sapeva che condizioni meteorologiche particolarmente avverse avrebbero potuto costituire un ostacolo insormontabile alla propagazione di un fascio di luce, sia pure con le caratteristiche eccezionali di un fascio laser.

Trattandosi di problemi relativamente nuovi — non si deve dimenticare che il primo laser risale al 1960 — non erano disponibili pubblicazioni tecniche sull'argomento: quel poco che era comparso non era comunque chiaramente utilizzabile.

Fu così avviata una prima fase di raccolta di dati sulla propagazione in atmosfera libera, su un tratto di 900 m, durante l'intero periodo invernale 1965-1966 e nello stesso tempo si costituì un ponte laser, il primo in Italia, ossia un sistema di comunicazione analogo ai ponti radio, in cui però l'onda portante è costituita dal fascio emesso dal laser.

A questa serie di prove, fece seguito un collegamento su distanza più impegnativa, circa 6 km, fra i precedenti uffici del CSELT e il Colle della Maddalena a 700 m di quota sulla collina torinese.

In questo nuovo ponte laser si adottò la modulazione a codice d'impulsi, detta PCM, una tecnica di elaborazione dell'informazione che si rivela molto utile nel caso delle trasmissioni via laser, poichè in essa è prevista la rigenerazione degli impulsi che il percorso nell'atmosfera ha variamente deformato.

Il sistema si comportò in modo soddisfacente anche in presenza di pioggia e foschia; in quell'occasione vennero attivati 24 canali telefonici PCM e dai dati emersi risultò che per quel particolare ponte laser il numero di canali poteva essere sensibilmente superiore, dell'ordine del migliaio, e che con l'uso di stazioni ripetitrici era possibile estenderne alquanto la lunghezza.

Restò comunque confermato che non si possono fare collegamenti stabili in condizioni di fitta nebbia utilizzando fasci laser nel visibile; infatti le ricerche in questo campo si stanno ovunque indirizzando alla zona dell'infrarosso.

Gli esperimenti del gruppo laser al CSELT si stanno perciò estendendo al problema della propagazione del fascio laser in tubo; è questo manifestamento il criterio di maggiore fidatezza, ma nello stesso tempo quello più dispendioso, poichè mentre libera il progettista dai problemi sollevati dall'assorbimento atmosferico, lo grava di numerosi altri, fra i quali non ultimi quelli di costo.

La prima fase della ricerca ha comunque fornito innanzitutto dei suggerimenti sulla tecnica stessa dei ponti laser; in secondo luogo i risultati delle misure consentiranno, per esempio, di dimensionare un prossimo impianto pilota che servirà stabilmente un certo numero di telefoni interni.

STORIA DELLA TVC raccontata da W. Bruch inventore del sistema PAL

TELEVISIONE A COLORI

III Parte

Continua la descrizione sommaria del sistema di trasmissione di immagini a colori. Si illustra il significato dei segnali differenza di colore ed il fenomeno dell'alterazione dei colori in ricezione dovuta ad una variazione del primitivo angolo di fase del vettore del colore.

I' e Q' non sono altro che i cosiddetti **segnali differenza di colore** (1). Essi vengono formati nel « coder » con i segnali di uscita della telecamera e cioè con R', V' e B'. I segnali differenza di colore I' e Q' sono ottenuti **manipolando opportunamente** in una matrice i due segnali differenza di colore « naturali » e cioè (R' — Y') e (B' — Y'). Un segnale differenza di colore, supponiamo il segnale differenza di colore del rosso (R' — Y'), rappresenta l'informazione del colore rosso R' dalla quale è stato **tolto** il segnale di luminanza Y', formato, a sua volta, dalle informazioni di colore primarie R', V', B'. In altre parole possiamo dire che un dato segnale differenza di colore non è altro che un segnale di colore primario dal quale è stato **estratto** il segnale di luminanza il quale, com'è noto, necessita di un sistema di trasmissione a banda larga (circa 5 MHz). I segnali differenza di colore veri e propri sono quindi segnali a banda stretta (circa 1 MHz) e come tali vengono usati per modulare la portante del colore.

I segnali differenza di colore I' e Q' (segnali differenza di colore dello standard NTSC) si ottengono addizionando alcune frazioni dei **veri** segnali differenza di colore (R' — Y') e (B' — Y') che, come

(1) I veri segnali differenza di colore sono (R' — Y') e (B' — Y'). L'autore introducendo i segnali differenza di colore I' e Q' si riferiva al sistema americano. I' e Q' non sono altro che i segnali differenza di colore (R' — Y') e (B' — Y') con gli assi di modulazione ruotati di 33° rispetto a quelli lungo i quali vengono modulati i segnali (R' — Y') e (B' — Y'). Questa ruotazione degli assi è stata adottata nel sistema americano per consentire un migliore sfruttamento della larghezza di banda dei segnali di colore in considerazione della particolare sensibilità dell'occhio nei riguardi di determinati colori.

abbiamo visto, sono molto facili da ottenere. Avremo pertanto:

$$I' = 0{,}74\ (R' - Y') - 0{,}27\ (B' - Y')$$
$$Q' = 0{,}48\ (R' - Y') + 0{,}41\ (B' - Y')$$

Ovviamente, i segnali di differenza di colore I' e Q' potrebbero essere espressi anche in termini dei segnali di uscita della telecamera, e cioè dei segnali primari R', V', B'. Sono infatti vere anche le seguenti relazioni:

$$I' = 0{,}60\ R' - 0{,}28\ V' - 0{,}32\ B'$$
$$Q' = 0{,}21\ R' - 0{,}52\ V' + 0{,}31\ B'$$

questo caso superiore ad 1 MHz e va cioè da 1,3 a 1,5 MHz. L'asse di modulazione del segnale differenza di colore I' corrisponde a tutte le sfumature dei colori comprese tra l'arancione e il ciano-blu; quello del segnale differenza di colore Q' comprende invece tutti i colori che si trovano tra il verde e il violetto.

Riottenimento dei segnali primitivi R', V' e B' nel ricevitore

Nel ricevitore, dal segnale modulato in fase e in ampiezza (segnale di crominanza) si dovranno nuovamente riottenere i tre segnali differenza di colore (R' — Y'),

Fig. 16 - Riottenimento dei primitivi segnali di colore usando il cinescopio come matrice.

Perché gli americani hanno scelto i segnali differenza di colore I' e Q' anziché (R' — Y') e (B' — Y')?

I segnali differenza di colore I' e Q' furono introdotti per giusti motivi. Il segnale Q' in base a prove di sensibilità dell'occhio umano nei riguardi dei colori dello spettro può essere infatti trasmesso con una banda passante ancora più stretta di 1 MHz. Questa possibilità di trasmettere un asse di modulazione (l'asse del segnale Q') con una larghezza di banda di soli 0,6 MHz, è stata quindi a buon diritto sfruttata dall'NTSC.

L'asse di modulazione del segnale I' può essere invece trasmesso mediante modulazione a banda laterale parzialmente soppressa. La banda passante è in

(V' — Y') e (B' — Y'). Ciascuno di questi segnali dovrà essere applicato alla griglia controllo del cannone elettronico corrispondente al rispettivo colore. Se a tutti e tre i catodi di questi cannoni viene applicato contemporaneamente il segnale di luminanza Y' con opportuna polarità succederà che in ogni cannone avverrà la somma « algebrica » di Y' con il rispettivo segnale Y' presente nel segnale differenza di colore e per risultato finale avremo che a pilotare i raggi di elettroni saranno ancora i primitivi segnali R', V', B' (fig. 16).

Il circuito con il quale vengono riottenuti i segnali differenza di colore (decoder) è formato da due demodulatori sincroni ai quali viene iniettata in fase corretta la portante di riferimento rigene-

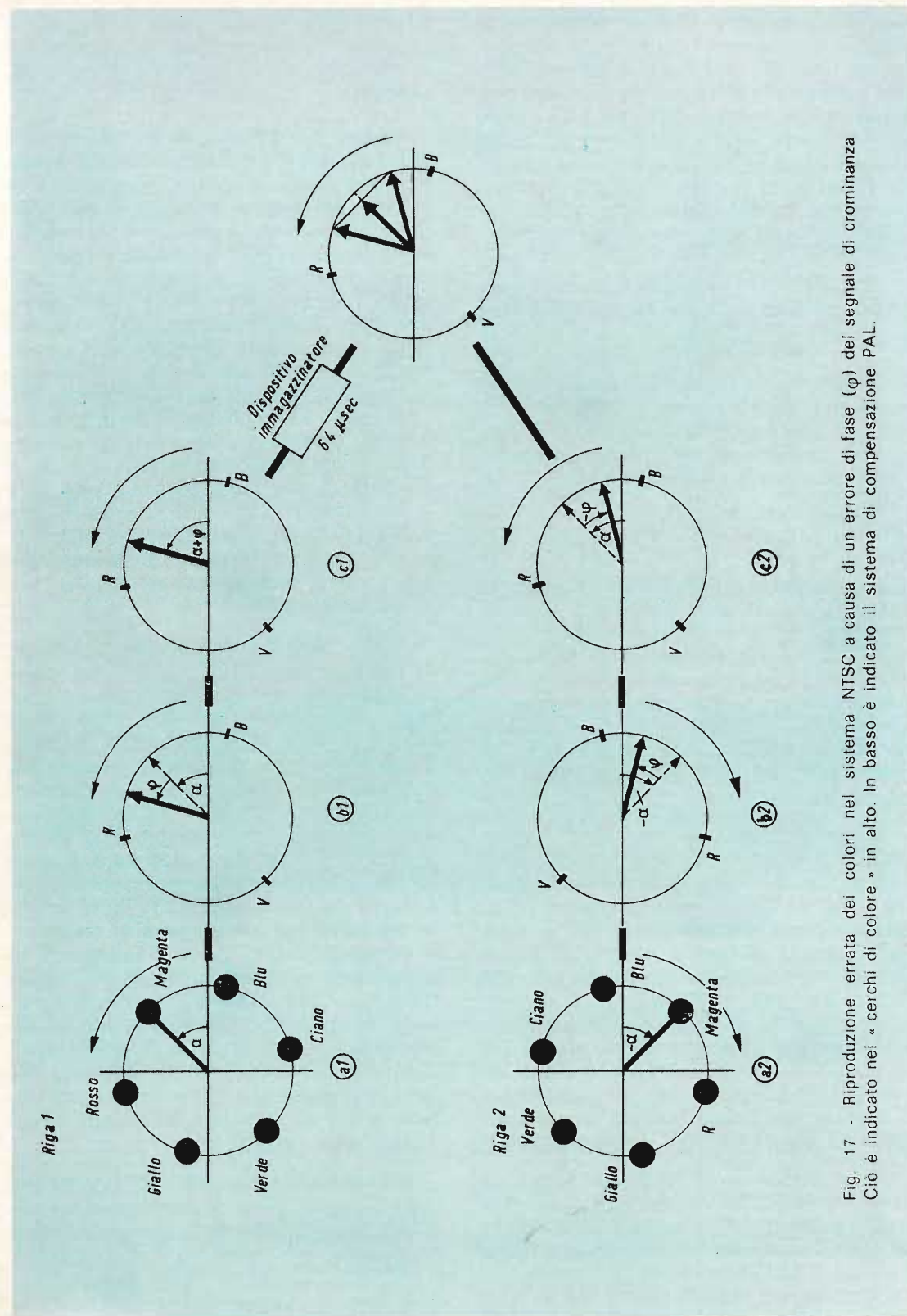



Fig. 17 - Riproduzione errata dei colori nel sistema NTSC a causa di un errore di fase (φ) del segnale di crominanza. Ciò è indicato nei « cerchi di colore » in alto. In basso è indicato il sistema di compensazione PAL.

rata nel ricevitore. Questi demodulatori ridanno ovviamente i segnali differenza di colore I' e Q', dai quali però mediante una matrice resistiva potranno essere riottenuti i veri segnali differenza di colore (R' — Y'), (V' — Y') e (B' — Y'). Questi segnali insieme al segnale di luminanza Y' verranno poi applicati agli elettrodi di controllo del cinescopio come già detto.

Effetti prodotti dalla variazione di fase del segnale di crominanza

Il particolare dimensionamento del circuito del decoder non è importante ai fini del confronto tra i tre sistemi. Non ci soffermeremo quindi in questa sede a descrivere dettagliatamente questo circuito.

Secondo il sistema di codifica dell'NTSC il vettore del colore F (fig. 17 a sinistra in alto) percorre nel caso di trasmissione di colori saturi e a seconda della grandezza e della polarità dei segnali I' e Q', una circonferenza (in realtà, come abbiamo visto non è proprio una circonferenza) nella quale partendo da $\alpha = 0$ fino a $\alpha = 360°$ vengono a trovarsi in successione i colori: il magenta (un colore porpora), il rosso, il giallo, il verde, il ciano e il blu.

Siccome l'angolo di fase α di questo vettore F è legato strettamente al particolare tono di colore trasmesso, il sistema NTSC sarà molto sensibile a tutti quei difetti di trasmissione che tendono a falsare l'angolo di fase α riferito all'angolo di fase della portante rigenerata nel ricevitore. Ciò può, per esempio, verificarsi qualora questa portante rigenerata venga sincronizzata mediante un burst che nel tragitto trasmettitore-ricevitore abbia subito una variazione di fase: **in questo caso il cerchio dei colori tenderà a « girare » falsando tutti i toni dei colori trasmessi.**

In un ricevitore NTSC dovrà quindi essere prevista una regolazione (hue control) mediante la quale sarà possibile ristabilire l'esattezza dei toni dei vari colori basandosi sull'impressione dell'osservatore. Con questa regolazione non si fa altro che « rigirare » il **cerchio dei colori** fino a riportarlo nella sua esatta posizione di partenza. Questa regolazione presenta delle difficoltà ed inoltre è richiesta molto sovente.

Ancora più difficile da eliminare sono le « distorsioni » dei toni di colore dovute alla cosiddetta « fase differenziale ». Il segnale del colore (segnale di crominanza F) trovandosi « a cavallo » del segnale di luminanza viene ad essere continuamente spostato su e giù lungo le curve caratteristiche delle valvole e dei transistor delle apparecchiature del trasmettitore, dei ripetitori e del ricevitore. L'andamento di queste curve non è lineare. In conseguenza di ciò le resistenze di trasmissione « complesse » varieranno in maniera diversa a seconda dei particolari livelli in cui viene a trovarsi il segnale di crominanza e di conseguenza anche la fase del vettore del colore subirà analoghe variazioni rispetto alla fase del burst (in questo caso supposto con fase invariata) con conseguente alterazioni dei toni dei colori trasmessi.

In alto nella fig. 17 abbiamo il sistema di trasmissione NTSC. A sinistra c'è il « cerchio dei colori » nel quale un vettore F con angolo $\alpha = 45°$ indica che il colore trasmesso è un colore porpora. Supponendo che durante il tragitto trasmettitore-ricevitore si sia verificato un errore di fase $\varphi = 30°$ il vettore « ricevuto » non avrà più un angolo $\alpha = 45°$ ma $\varphi + \alpha = 30° + 45°$ e cioè sarà diventato 75° (corrispondente pressapoco al colore rosso); **ciò significa che il colore che in trasmissione era porpora al ricevitore è diventato rosso.** Ciò è chiaramente indicato nei successivi cerchi del colore della fig. 17. Siccome tali « errori di fase » sono sovente caratterizzati anche da differenti valori del segnale di luminanza, il controllo del colore di cui abbiamo parlato in precedenza, potrà essere efficace solo entro un ristretto valore di alterazione dell'angolo di fase.

Il sistema PAL è stato introdotto proprio per ovviare a questo inconveniente e rendere più agevole la manovrabilità di un televisore a colori.

L. Cascianini (continua)

IL MOLTIPLICATORE DI HALL

L'ABC DELLA ELETTRONICA

Il moltiplicatore di Hall è una applicazione particolare di un elemento chiamato Generatore di Hall, mediante cui si possono ricavare valori di una grandezza elettrica che risultano proporzionali al prodotto di altre due grandezze variabili, come pure può essere risultante della radice quadrata o del quoziente di due grandezze elettriche.

L'elemento « Generatore di Hall » sfrutta un fenomeno che osservò nel 1879 il fisico americano Hall; esso si manifestava con il formarsi tra i lati più stretti di un conduttore piatto di una differenza di potenziale, quando veniva posto normalmente ad un campo magnetico.

Il principio fu ripreso in esame dai laboratori di ricerca della Siemens & Halske che riuscirono nel 1954 ad ottenere risultati di valore pratico mediante l'impiego di materiali semiconduttori, come l'antimoniuro di indio e l'arseniuro di indio.

Il principio fisico può essere illustrato dalle figure 1 a e b. Nella figura 1 a è rappresentata una piastrina di semiconduttore provvista ai quattro lati di reofori; tramite i conduttori 1 e 2 viene percorsa da una corrente elettrica, detta di

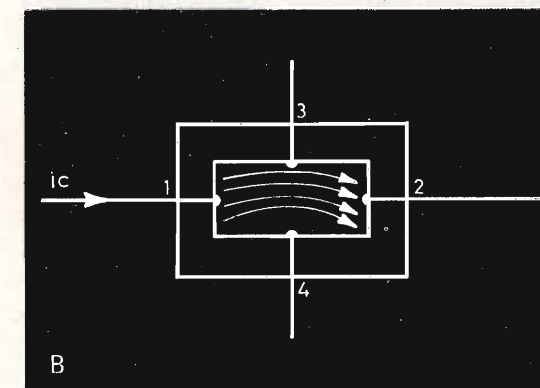
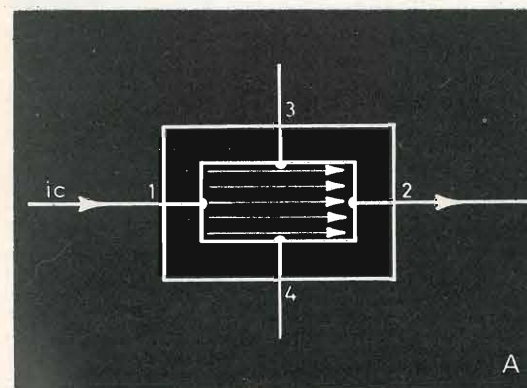



Fig. 1 - Una piastrina di elemento semiconduttore (a) viene usata come generatore di Hall (b).

comando, e possiamo raffigurare nell'interno della piastrina gli ideali percorsi dei portatori di carica: percorsi rettilinei e paralleli.

Se ora sottoponiamo la piastrina normalmente ad un campo magnetico i percorsi degli elettroni vengono deviati come illustrato in figura 1 b.

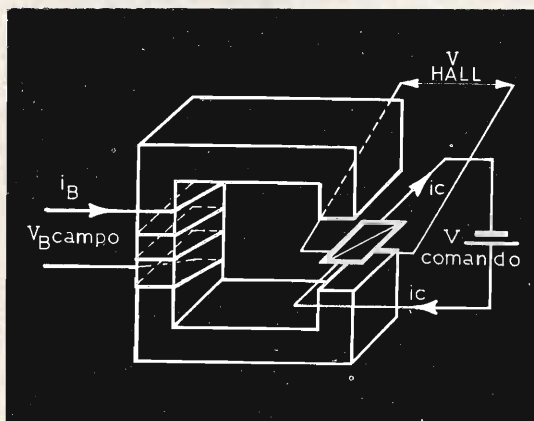



Fig. 2 - Schema di montaggio pratico del moltiplicatore di Hall.

Ne consegue che fra i punti 3 e 4 si ricava una tensione, detta tensione di Hall.

Questa tensione risulta proporzionale alla intensità della corrente di comando i_C che attraversa la piastrina e alla intensità B del campo magnetico a cui è sottoposta.

In figura 2 è illustrato schematicamente il montaggio pratico del moltiplicatore di Hall e in fig. 3 l'equivalente schema elettrico di principio.

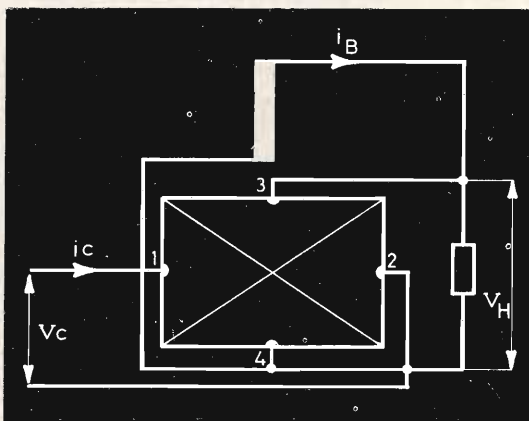



Fig. 4 - Disposizione adottata per ottenere il quoziente di due grandezze.

La piastrina alimentata dalla corrente di comando i_C è posta nel traferro del nucleo magnetico e sottoposta al campo B generato dall'avvolgimento percorso dalla corrente i_B. Agli estremi 3-4 del

Fig. 3 - Schema elettrico equivalente del montaggio pratico di fig. 2.

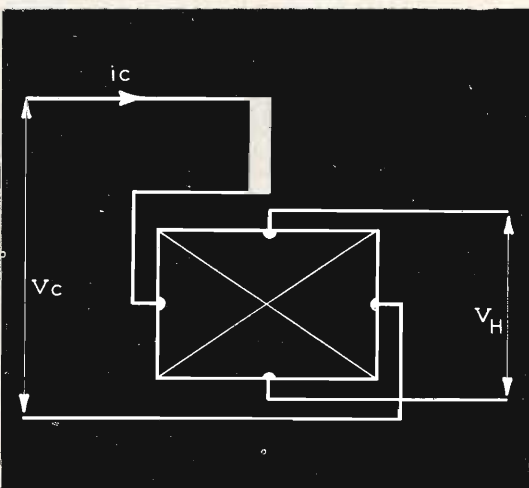



Fig. 5 - Disposizione adottata per ottenere la radice quadrata di una grandezza.

generatore di Hall si ricaverà una tensione V_H che è proporzionale al prodotto delle due correnti cioè $V_H \cong K \cdot i_C \cdot i_B$ essendo K un fattore di proporzionalità delle due variabili i_B e i_C.

Se disponiamo ora il circuito di principio come schematicamente illustrato in fig. 4, cioè se la corrente di campo i_B è derivata dalla tensione di Hall e regolata in modo che la tensione di Hall sia sempre proporzionale alla corrente stessa, dalla eguaglianza

$$V_H \cong i_C \cdot i_B$$

ricaviamo che $i_B \cong \dfrac{V_H}{i_C}$ cioè la i_B è proporzionale al rapporto delle 2 grandezze V_H e i_C.

Se la corrente di comando è comune all'avvolgimento di campo come schematicamente raffigurato in fig. 5, essendo $i_C = i_B$ si ricava dalla eguaglianza primitiva che $V_H \simeq i_C^2$ da cui $i_C \simeq \sqrt{V_H}$ cioè i_C è uguale alla radice quadrata di V_H.

Nel caso del quoziente e della radice quadrata le correnti dovranno essere mantenute sempre proporzionali con un fattore costante alle tensioni, pertanto dovranno essere regolate tramite amplificatori differenziali.

Per l'immenso mercato discografico dei giovani, una grossa società americana ha annunciato una nuova serie di dischi tascabili. Questi dischi a 45 giri, in plastica resistente e flessibile, misurano soltanto 10 cm di diametro e contengono un motivo di successo su ognuna delle due facciate. Per i nuovi dischi tascabili, che possono anche essere suonati su normali giradischi, è stato realizzato uno speciale apparecchio di minuscole dimensioni. Esso contiene un giradischi automatico a 33 e 45 giri ed inoltre una radiolina a transistor; naturalmente è portatile, anzi quasi tascabile. Le maggiori case discografiche si stanno ora agitando per stare al passo con la novità introdotta, e presto tutte le musiche di maggior successo saranno anche disponibili in formato tascabile.

Si è costituita recentemente l'Associazione Italiana Fonoamatori (AIF) per i dilettanti della registrazione magnetica. L'associazione, che ha sede a Parma e delegati in altre città italiane, ha lo scopo di riunire gli appassionati del nastro magnetico in generale e dell'impiego in senso « creativo » del registratore.

Tra le prime intenzioni dell'AIF vi è quella di indire un concorso tra dilettanti per la migliore registrazione sonora, e di partecipare ad analoghe manifestazioni che si svolgono in altri paesi europei.

Tutte le persone interessate possono scrivere alla sede dell'AIF in
Via Magenta, 6 - *43100 Parma.*

La combinazione delle particolari proprietà di un tubo di plastica flessibile e di una colonna di mercurio ha consentito la realizzazione di un nuovo commutatore a mercurio. Il principio di funzionamento è il seguente: quando il tubo di plastica è stretto o teso, la colonna di mercurio al suo interno si rompe istantaneamente, aprendo i contatti. Grazie alla speciale configurazione del tubo capillare ed alla tensione superficiale del mercurio, l'apertura e la chiusura del commutatore sono istantanee e privi di qualsiasi scarica.

Con un minimo di 50 milioni di operazioni, con una gamma di temperatura ammissibile molto ampia, una velocità massima di lavoro di 200 commutazioni al secondo, i nuovi elementi al mercurio possono rimpiazzare i relé e persino i commutatori a stato solido.

In una applicazione tipica gli elementi sono attivati da una leva e da un solenoide, proprio come i contatti di un relé.

STADIO PREAMPLIFICATORE PER MICROFONO A CRISTALLO

Si descrivono brevemente due circuiti base di stadi preamplificatori adatti per funzionare con microfoni a cristallo aventi elevata resistenza d'ingresso o con ingresso capacitivo; il secondo può essere impiegato anche come preamplificatore per testine di registratore. Entrambi i circuiti sono equipaggiati con un solo transistor e sono alimentati con una tensione di 20 V.

Un microfono a cristallo presenta, a parità di capacità di un fonorivelatore piezoelettrico ($C_g = 2 \div 4$ nF), una tensione elettromotrice molto minore. Essa è solamente di 5 mV/μbar. Essendo il microbar praticamente uguale alla pressione acustica massima delle registrazioni normali (74 phon), fa sì che una differenza di livello segnale/disturbo favorevole sia uguale a $e_g = 5$ mV.

Affinché la frequenza di taglio inferiore resti ancora abbastanza bassa, la resistenza d'ingresso dell'amplificatore che carica il microfono deve essere da una parte $\geq 0{,}5$ MΩ e dall'altra parte $\ll 1/\omega C_g$ per la frequenza di taglio superiore. Per il registro superiore delle frequenze, il guadagno di corrente dell'amplificatore deve allora variare in proporzione inversa della frequenza nei limiti dei campi delle frequenze trasmesse.

Se si utilizza una resistenza preliminare di 0,5 MΩ con un pick-up a cristallo, si ottiene sull'equalizzazione una differenza di livello del segnale e del ronzio che è solamente di 36 dB, quando la corrente del segnale è di $i_g = 10$ nA. Un miglioramento notevole si ottiene quando la resistenza d'ingresso aumenta fino a 0,5 MΩ grazie all'accoppiamento di contro reazione, per esempio, per l'assenza di disaccoppiamento sulla resistenza di emettitore.

Si ottiene allora una differenza di livello segnale/disturbo di 50 dB che si può considerare sufficiente. Per delle registrazioni di alta qualità, non si considera più allora l'impiego di un microfono a cristallo a causa della cattiva linearità in quelle condizioni d'impiego. Il controllo di volume che si trova prima del primo stadio amplificatore, deve restare in circuito, anche per regolazioni deboli, a causa della differenza di livello molto notevole. Il fatto dunque è di fare in modo, che il primo stadio non si saturi, quando gli si applicano dei segnali forti. Si tiene conto nel calcolo dei progetti, per delle trasmissioni microfoniche, di una pressione massima di 0,2 P_a (200 μ bar).

Questa corrisponde a 120 phon e si trova in prossimità della soglia di dolore. Dunque, per un microfono piezoelettrico, si può dire che la tensione elettromotrice massima è di 1 V.

In fig. 1 è riportato il circuito di un preamplificatore ad elevata resistenza d'ingresso. La resistenza di accoppiamento effettiva di controreazione per la corrente alternata nel circuito dell'emettitore è di 14 kΩ circa.

La resistenza minima d'ingresso è di 400 kΩ circa con il potenziometro del volume a fondo e con un transistor a

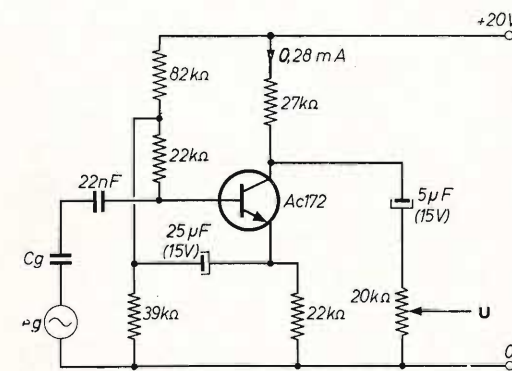



Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore con resistenza d'ingresso elevata per microfoni a cristallo.

guadagno di corrente alternata debole. Con un transistor a guadagno di corrente medio si è ottenuta una resistenza d'ingresso superiore o uguale a 500 kΩ.

La corrente di uscita è di 0,35 μA circa per una $e_g = 5$ mV. Questa non è che la sesta parte del valore dato per un fonorivelatore a cristallo per un'ampiezza massima, così che sarà necessario utilizzare un secondo stadio preamplificatore.

Questo montaggio mostra chiaramente le difficoltà che si trovano nell'impiego dei microfoni a cristallo con amplificatori a transistor. Per deboli tensioni elettromotrici, un microfono a cristallo presenta una elevata resistenza interna e non fornisce dunque che una corrente molto debole allo stadio d'ingresso.

Inoltre, è praticamente impossibile adattare la resistenza interna di questo microfono con un trasformatore per la qual cosa è più consigliabile usare un transistor, sia dal punto di vista della potenza che dal punto di vista del ronzio.

Si può ottenere un certo adattamento sul transistor d'ingresso con l'aiuto di un partitore d'ingresso a reattanza capacitiva. Questa non dà una amplificazione supplementare, ma solamente una riduzione di sensibilità di fronte a rumori parassiti e ronzio, poiché l'ingresso dell'amplificatore si mantiene su una bassa impedenza. La capacità d'ingresso C_1 deve essere di valore abbastanza elevato e tale che $1/\omega C_1$, alla frequenza di taglio inferiore, sia uguale alla parte reale della resistenza d'ingresso. Questa capacità d'ingresso si può ottenere sia con un condensatore collegato in parallelo sull'ingresso, sia con un condensatore d'accoppiamento di controreazione fra il collettore e la base.

Il circuito di fig. 2 dà un esempio di montaggio secondo il primo procedimento indicato. Lo stadio è regolato così ancora a 0,3 mA circa. La frequenza di taglio inferiore, essendo uguale a quella ottenuta con una resistenza d'ingresso di 500 kΩ ($f_{basse} \leq 160$ Hz), fa sì che il condensatore collegato in parallelo all'ingresso abbia un valore di 0,22 μF. Così, la tensione d'ingresso è divisa in $e_g/110$ con $C_g = 2$ nF e la corrente d'uscita, in corto circuito, con $e_g = 5$ mV è di circa 0,6 μA (per una pendenza in corto circuito dello stadio di 11 mA/V circa). Se si impiega un microfono la cui capacità è di 4 nF si ottiene, sempre supposto che $e_g = 5$ mV, una corrente d'uscita in corto circuito di 1 μA. Questo valore non è dunque che la metà solamente della corrente del segnale massimo del fonorivelatore a cristallo utilizzato con una resistenza preliminare di 500 kΩ davanti all'amplificatore.

La differenza di livello del segnale e del rumore nel montaggio con $e_g = 5$ mV e $C_g = 2$ nF è di 48-50 dB. A causa della

divisione di tensione praticata all'ingresso, lo stadio non è sovraccaricato da eventuali segnali forti.

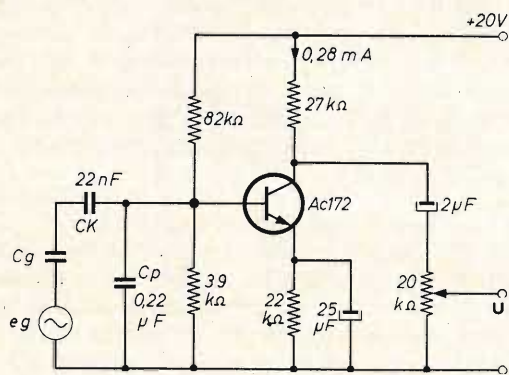



Fig. 2 - Schema elettrico del preamplificatore a ingresso capacitivo per microfono a cristallo. Questo stadio è adatto anche con $C_k \geq 1$ μF e C_p soppresso, come preamplificatore per testine di riproduzione di registratori.

Preamplificatore per testina di riproduzione di un registratore

I registratori sono attualmente equipaggiati con transistor in tutti gli stadi, cosa questa che presenta numerosi vantaggi come, per esempio quella della messa in funzione immediata. La testina di riproduzione non ha che una debole induttanza propria per esempio di 40 mH. La tensione elettromotrice massima della testina per una lettura su 4 piste alla velocità di 9,5 cm/s è di $1,7 \sqrt{L}$ (mV) dove L è misurato in Henry, con una frequenza di 1 kHz, sia per una testina di 40 mH, una tensione approssimativa massima di 0,34 V.

Con un transistor AC 172 nel primo stadio, la differenza di livello del segnale e del rumore è di 60 dB. La resistenza d'ingresso del primo stadio deve essere uguale alla reattanza induttiva della testina alla frequenza di taglio superiore. Se questa frequenza è di 16 kHz, è necessario avere una resistenza d'ingresso di 4 kΩ al minimo, per una testina di 40 mH.

Il transistor AC 172 dà una amplificazione di corrente h_{21e} minima di 50 e si ottiene dunque:

$$I_c = 25\, h_{21e}/4000 \simeq 0,3 \text{ mA}$$

Dunque, uno stadio preamplificatore simile a quello di fig. 2, ma senza condensatore in parallelo sull'ingresso e con un condensatore di accoppiamento $C_k \geq 1$ μF, è adatto allora a questa applicazione.

Con una tensione d'ingresso di 0,34 mV, si ottiene allora con questo circuito una corrente di uscita in cortocircuito di 3,5 μA circa.

ALFA

(Da « Application des semiconducteurs »)

RECENSIONE

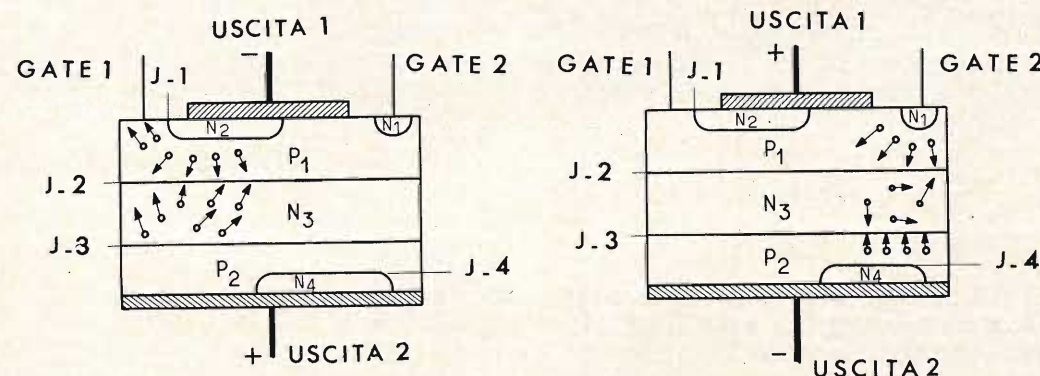
"Calcolo elettronico: circuiti, tecnica, apparecchi", è il titolo di una nuova pubblicazione che riflette la rivoluzione registratasi nel calcolo elettronico, in seno all'industria. Il volume si occupa di tutti gli aspetti del calcolo elettronico, con particolare attenzione all'impiego dei circuiti integrati, dei transistor e dei diodi semiconduttori; fornisce inoltre numerose notizie sui circuiti sussidiari per la rivelazione e per l'impiego degli interruttori controllati al silicio, dei tubi catodici a freddo e di altri apparecchi.
Un accenno al concetto dei numeri e un'introduzione ai sistemi decimali e binari è completato da una breve spiegazione sull'applicazione della logica nell' inserimento dei circuiti. Vengono poi presi in considerazione i circuiti di calcolo basilare e i circuiti ad impulso.
Seguono i capitoli che descrivono i calcolatori binari, i calcolatori circolari, i calcolatori binari a codice decimale e quei calcolatori che usano sistemi meno comuni. In appendice, alcuni capitoli descrivono l'immagazzinamento, la decifrazione e la conversione in codice, i tubi indicatori numerici.

UN NUOVO TRIAC DI POTENZA

La International Rectifier ha presentato sul mercato un triac di grande potenza. Prima di descriverne le caratteristiche conviene illustrare in poche parole il funzionamento di questo elemento attivo di nuova concezione, costituito in pratica da due thyristor collegati uno contro l'altro.

Come è noto un thyristor ha proprietà conduttrici unidirezionali, per esempio può bloccare una corrente alternata in un senso e controllarla nell'altro. In certi casi, quando si desidera controllare entrambi i sensi di una tensione alternata, questo è un inconveniente. Il problema è risolto dal triac.

Le caratteristiche dirette e inverse del triac ed il suo funzionamento intrinseco sono simili a quelli di due thyristor collegati testa a testa, solo il procedimento di controllo varia.

In figura 1 il triac è polarizzato con l'uscita 1 negativa e l'uscita 2 positiva. Il gate 1 è polarizzato positivamente rispetto all'uscita 1 e provoca una iniezione di elettroni dello strato N2 allo strato P1. Una parte di questi elettroni colpisce la giunzione J2 polarizzata inversamente ed aumenta la corrente di fuga, la quale attraversa poi la giunzione J3 e provoca una migrazione di buche dallo strato P2 allo strato N3. Una parte di queste buche colpisce la giunzione J2 e aumenta nuovamente la corrente di fuga di questa giunzione e così pure il flusso di elettroni emesso dalla giunzione J1.

Il fenomeno si amplifica rapidamente ed il numero di elettroni in gioco è tale che la giunzione J2 perde le sue proprietà di bloccaggio.

La figura 2 mostra il triac polarizzato in senso inverso, con uscita 1 positiva e uscita 2 negativa. In questo caso se il gate 2 è polarizzato negativamente, gli elettroni della zona N1 vengono iniettati nella zona P1. Di questi elettroni un buon numero si ricombina con le buche presenti nella zona P1, ma una parte colpisce la giunzione J2. Ne risulta una differenza nella polarizzazione diretta dei diversi settori di J2, perciò all'interno di N3 si ha una migrazione di portatori di carica.

Un certo numero di buche colpisce la giunzione J3 e la susseguente differenza di potenziale provoca una iniezione di elettroni dallo strato N4 a P2; questi elettroni in parte si ricombinano con buche in parte colpiscono la giunzione J3, amplificando il livello della corrente di fuga. Il fenomeno si amplifica rapidamente e la giunzione J3 perde le sue proprietà di bloccaggio.

In entrambi i casi descritti vi è una corrente limite, detta corrente di mantenimento, al di sotto della quale le giunzioni riacquistano le primitive proprietà di bloccaggio.

Il triac realizzato dalla I.R. sopporta correnti di 200 A, con tensioni di picco ripetitivo di 1.000 V e perciò consente il controllo di potenze assai rilevanti, dell'ordine di 200 kW. Per questi motivi il suo campo di applicazione è veramente molto esteso; inoltre può contribuire a semplificare notevolmente i circuiti: per esempio un convertitore che utilizzava 18 thyristor impiega solo 9 triac.

La tecnica costruttiva adottata è basata sul metodo della giunzione epitassiale, che garantisce eccellenti caratteristiche di valanga: il tempo di interdizione è di circa 15 μs e quello di saturazione di circa 4,5 μs; la frequenza massima di lavoro è di 2 kHz.

L'ABC DELLA ELETTRONICA

IL CIRCUITO PUSH - PULL

Parte II

Continuiamo questo nostro articolo sulla evoluzione del push-pull prendendo in considerazione questa volta i circuiti push-pull con collegamento sia in serie che in parallelo, esaminando prima circuiti equipaggiati a valvole poi circuiti a transistor.

Inizieremo dapprima dal circuito push-pull con collegamento in serie. Vogliamo ricordare ancora una volta che i trasformatori, sia quello di pilotaggio che quello d'uscita, sono la causa principale dei difetti riscontrati nel circuito. Dalla loro qualità, infatti, dipende il valore della distorsione totale.

Nei complessi di alta fedeltà vengono impiegati, negli stadi finali, dei trasformatori aventi caratteristiche particolarmente buone, ma che, di conseguenza, sono molto costosi. Si deve notare tuttavia che, malgrado la loro bontà, danno luogo anche essi a delle distorsioni.

Si è così cercato di eliminare, dopo aver trovato il modo di eliminare il trasformatore di pilotaggio, anche quello d'uscita. Il circuito push-pull in serie ha permesso questa eliminazione; in questo particolare circuito, le valvole non vengono montate in parallelo alla sorgente di alimentazione ma in serie a questa. In fig. 4a è riportato un circuito semplificato di due valvole collegate in serie. Il punto comune catodo di V_1 e anodo di V_2 è collegato in serie fra il polo negativo e quello positivo dell'alta tensione, dunque, dal punto di vista della componente continua, le valvole sono alimentate in serie. L'impedenza di carico Z_s, che in pratica è la bobina mobile dell'altoparlante, è collegata da una parte fra V_1 e l'anodo di V_2 e dall'altra a massa o il punto di collegamento fra il catodo di V_1 e l'anodo di V_2 e dall'altra a massa o al polo negativo dell'alta tensione. In fig. 4b è riportato un circuito essenzialmente uguale a quello di fig. 4a. escluso per quello che riguarda la componente di bassa frequenza della corrente anodica. In questo circuito si può vedere che dal punto di vista della corrente alternata, le due valvole sono collegate in parallelo all'impedenza di carico.

Applichiamo ora fra la griglia e il catodo della prima valvola V_1, un segnale alternato; quindi applichiamo lo stesso segnale, ma sfasato di 180°, fra la griglia e il catodo della seconda valvola V_2. Sull'impedenza di uscita Z_s avremo la somma delle componenti alternate della corrente anodica delle due valvole in fase fra di loro.

Consideriamo ora il caso in cui una alternanza negativa viene applicata alla griglia di V_1. Adottando questo segnale di pilotaggio, la corrente anodica di V_1 inizia dal suo valore di riposo diminuito fino a un valore minimo, poi ritorna al suo valore di riposo; cioè il circuito funziona come se alla corrente continua di alimentazione di V_1 si aggiungesse una corrente alternata circolante in senso inverso, vale a dire nel senso della freccia i_1. Siccome questo segnale di pilotaggio è applicato alla griglia di V_2 sfasato di 180°, esso diventa una alternanza positiva. Questa fa iniziare la corrente anodica dal suo valore di riposo, facendola passare da un valore massimo e poi facendola ritornare al suo valore di riposo.

Il funzionamento del circuito prosegue come se alla corrente continua di alimentazione si sia aggiunta una corrente alternata che circoli nello stesso senso di quello della freccia i_2. Come si può vedere dal circuito di fig. 4b, le frecce i_1 e i_2 hanno lo stesso senso di circolazione. Per quanto riguarda l'alternanza successiva al segnale di pilotaggio, si deve tener presente che le variazioni del potenziale di griglia di V_1 e V_2 si invertono e con esse si invertono anche le variazioni della corrente anodica; quest'ultime si sommano di nuovo nell'impedenza di carico (i_1' e i_2'). Come si può facilmente constatare, questo circuito ha un funzionamento analogo a quello del push-pull parallelo.

Il vantaggio principale del circuito push-pull in serie sta nel fatto che, siccome le due valvole funzionano in parallelo su una impedenza di carico comune, quest'ultima dovrà avere un valore di circa 800-1.000 Ω. Così impiegando degli altoparlanti aventi un'impedenza di questo valore, si potranno costruire degli stadi di uscita privi di trasformatori di adattamento; è necessario in questo caso mettere un condensatore di collegamento per evitare che la corrente continua possa circolare nella bobina mobile dell'altoparlante.

Questo particolare tipo di circuito, se da una parte è molto comodo e vantaggioso, per l'eliminazione del trasformatore, dall'altra può presentare anche qualche svantaggio. In primo luogo per riuscire a costruire delle bobine mobili per altoparlanti aventi un valore di 800-1000 Ω,

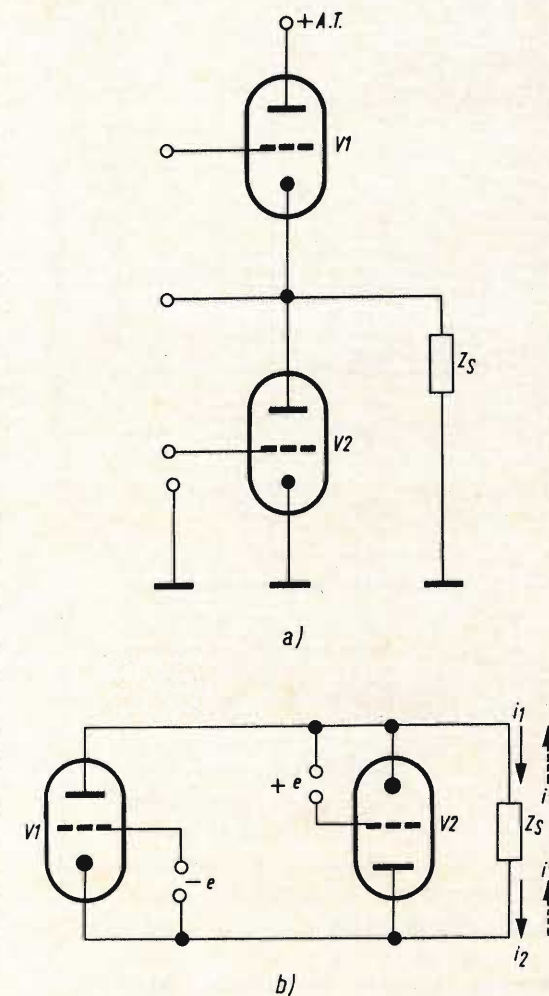



Fig. 4 - Versione semplificata di un circuito push-pull a collegamento serie.

è necessario effettuare un avvolgimento formato da un elevato numero di spire con del filo molto sottile per non ottenere delle bobine di dimensioni troppo elevate; queste particolari caratteristiche però rendono le bobine particolarmente fragili.

In secondo luogo bisogna tener presente che, essendo le valvole di potenza alimentate in serie, è necessario avere una

tensione di alimentazione doppia di quella normale prevista per una sola valvola; si devono impiegare così delle valvole con una bassa tensione anodica nominale.

In fig. 5 è riportato lo schema di uno stadio push-pull in serie equipaggiato con due EL86 pilotate da uno stadio sfasatore mento della distorsione di sovramodulazione del tubo sfasatore.

In fig. 6 è riportato un altro circuito push-pull senza trasformatore e senza stadio sfasatore. Il circuito è autosfasatore, infatti come si può vedere, il segnale di pilotaggio è applicato alla griglia di co-

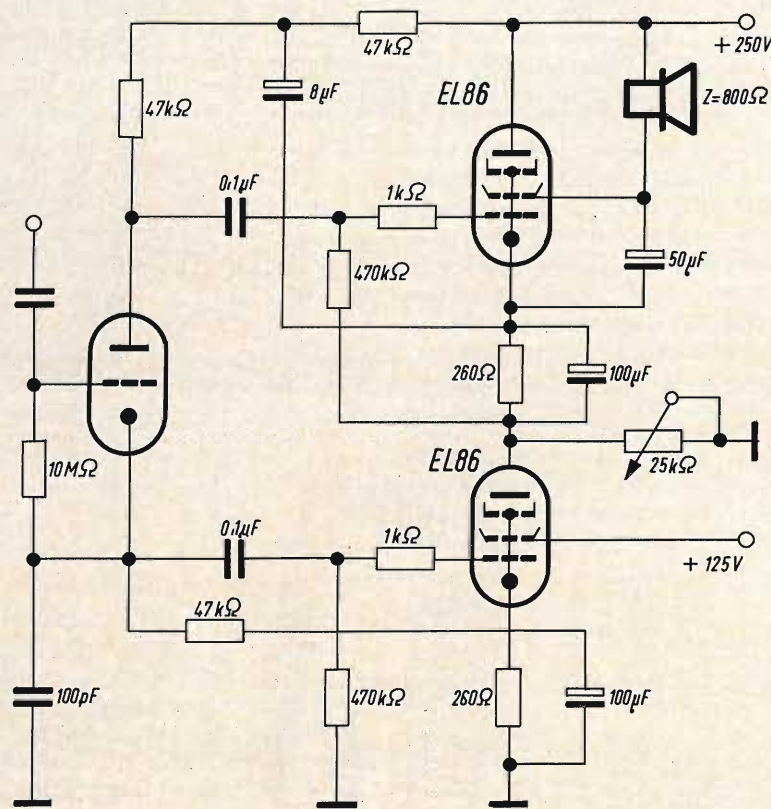



Fig. 5 - Stadio finale in push-pull serie equipaggiato con 2xEL86 preceduto da uno stadio sfasatore.

equipaggiato con un triodo 12AX7. Questo stadio sfasatore è simile a uno stadio catodico. Il condensatore da 100 pF posto fra il catodo e la massa ha il compito di compensare il valore della capacità fra anodo e massa, in quanto quest'ultima viene moltiplicata per il coefficiente $(1 + A_{1-2})$; questo è dovuto all'effetto Miller in quanto questa capacità si trova in serie con la tensione alternata di uscita. (Il coefficiente A_1 e A_2 rappresenta l'amplificazione reale delle valvole di potenza). Queste capacità hanno l'effetto di limitare la curva alle frequenze elevate mentre il limite inferiore è fissato dall'au-mando della seconda EL86. Una parte della tensione si ritrova sulla resistenza catodica della prima EL86 in opposizione di fase e viene applicata alla griglia di questa stessa valvola.

In fig. 7 è riportato un circuito di controreazione da applicare allo schema di fig. 6; questo circuito consiste di una resistenza R_1 inserita nel circuito catodico della valvola preamplificatrice e di una resistenza R_2 posta fra il catodo e il punto A dello stadio di uscita. Le valvole finali di questi circuiti funzionano in classe B o in classe AB.

Circuito push-pull a transistor - collegamento parallelo

Il sempre crescente impiego dei transistor ha provocato la trasformazione dei circuiti a valvole in circuiti equipaggiati con transistor. In fig. 8 riportiamo un esempio di questa trasformazione; come si può vedere il principio di funzionamento del circuito rimane uguale a quello a valvole.

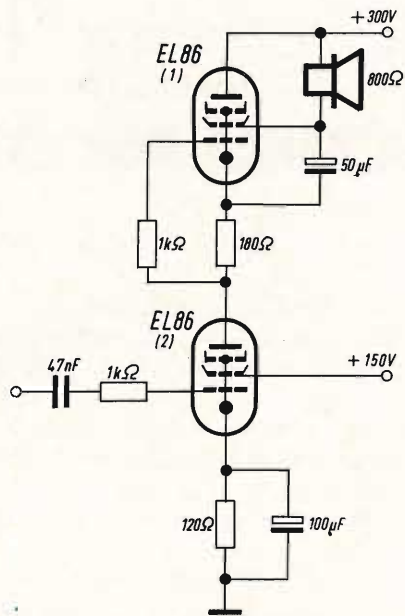



Fig. 6 - Circuito push-pull senza trasformatore di uscita.

Le tensioni sfasate applicate alle basi dei transistor finali vengono fornite da un trasformatore di bassa frequenza con secondario munito di presa intermedia posto nel circuito d'ingresso. Anche nello stadio finale l'adattamento all'altoparlante è assicurato da un trasformatore d'uscita.

Si deve notare che la maggior parte dei circuiti a transistor che sono stati adottati in pratica, impiegano stadi di uscita in classe B. La ragione di questa preferenza, è da ricercarsi nel fatto che questa classe di funzionamento è molto economica e allo stesso tempo dà un rendimento elevato perchè a riposo la corrente di collettore è molto bassa e aumenta in funzione della potenza richiesta.

In fig. 8 riportiamo un esempio di circuito equipaggiato con due transistor AC128; alimentando il circuito a 9 V, la impedenza di carico da collettore a collettore è di 93 Ω e permette di ottenere una potenza modulata dell'ordine di 1 W. Si deve notare però che questo circuito non viene più utilizzato in quanto i trasformatori, come abbiamo già visto in precedenza, portano numerosi difetti; anche nei circuiti a transistor si è cercato

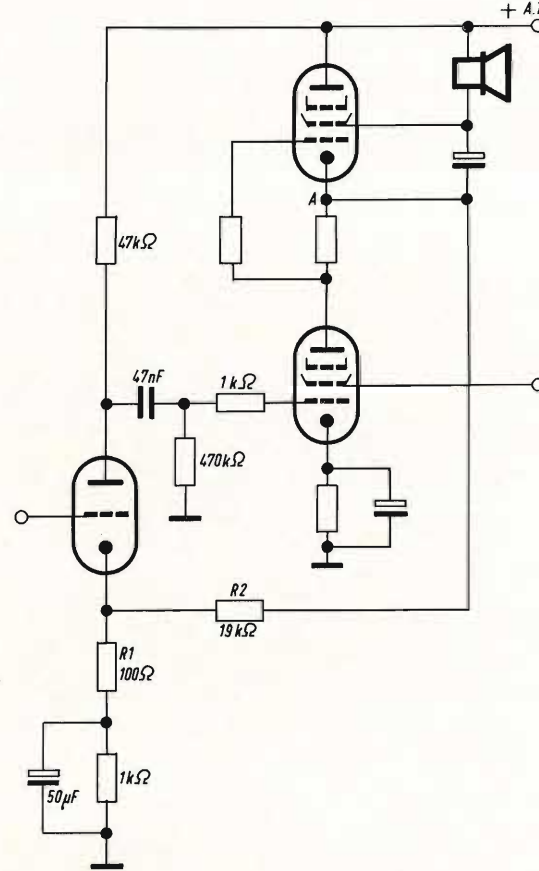



Fig. 7 - Circuito push-pull senza trasformatore e con circuito di controreazione.

in ogni modo di eliminare questi inconvenienti.

Circuito push-pull a transistor - collegamento serie

Anche per quanto riguarda i circuiti a transistor, si è cercato di utilizzare il push-pull collegando i transistor in serie.

In fig. 9 è riportato lo schema di un circuito push-pull serie in cui si è eliminato il trasformatore d'uscita; in esso si può constatare che i transistor sono alimentati in serie.

Ogni circuito emettitore è fornito di una resistenza per la stabilizzazione della temperatura; ciascun transistor viene dunque alimentato con una tensione avente un valore circa uguale alla metà della tensione di alimentazione.

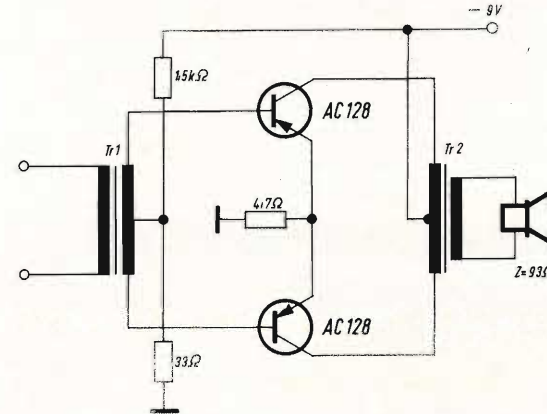



Fig. 8 - Esempio di circuito push-pull a transistor in collegamento parallelo

Questo però, al contrario di quanto accadeva con le valvole, non pone dei problemi in quanto il valore della tensione di alimentazione applicata a un transistor ha poca influenza sul suo funzionamento, a condizione naturalmente che la tensione di polarizzazione sia adeguata allo scopo. Questa tensione di polarizzazione viene effettuata attraverso un ponte di resistenze poste fra i capi + e — dell'alimentazione.

Per quanto riguarda il transistor T_1 il ponte deve essere collegato fra i punti a — 9 V e a — 4,5 V che sono i punti + e — dell'alimentazione, mentre per il transistor T_2 il ponte deve essere collegato fra i punti a — 4,5 V e a + 9 V. A causa di queste condizioni, il trasformatore di pilotaggio, deve avere due secondari. Questi dovranno fornire alle basi dei transistor dei segnali in opposizione di fase fra loro. L'altoparlante è collegato tra il punto a — 4,5 V e la massa; il condensatore da 100 μF impedisce il passaggio della componente continua nella bobina mobile dell'altoparlante. Anche per il circuito a transistor, vale quanto abbiamo detto per il montaggio a valvole, infatti i due transistor sono pilotati da segnali in opposizione di fase, essi lavorano in parallelo sulla bobina mobile dell'altopar-

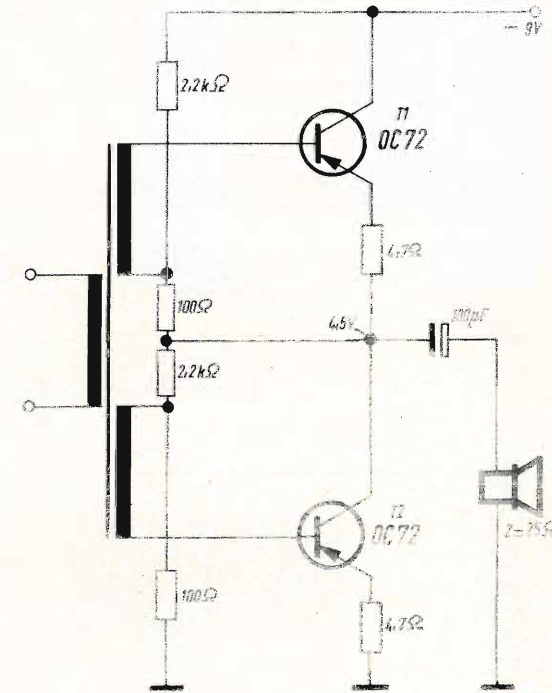
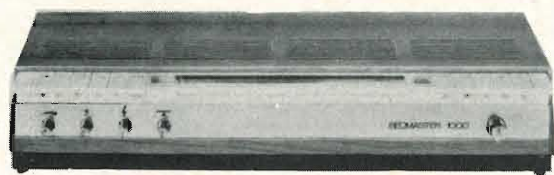



Fig. 9 - Circuito push-pull a transistor in collegamento serie, senza trasformatore d'uscita

lante, così le componenti di bassa frequenza delle correnti di collettore si sommano. L'impedenza di carico deve essere di circa 25 Ω; questo valore è facilmente realizzabile e così si ha il vantaggio di poter realizzare dei circuiti push-pull serie senza bisogno di trasformatore d'uscita.

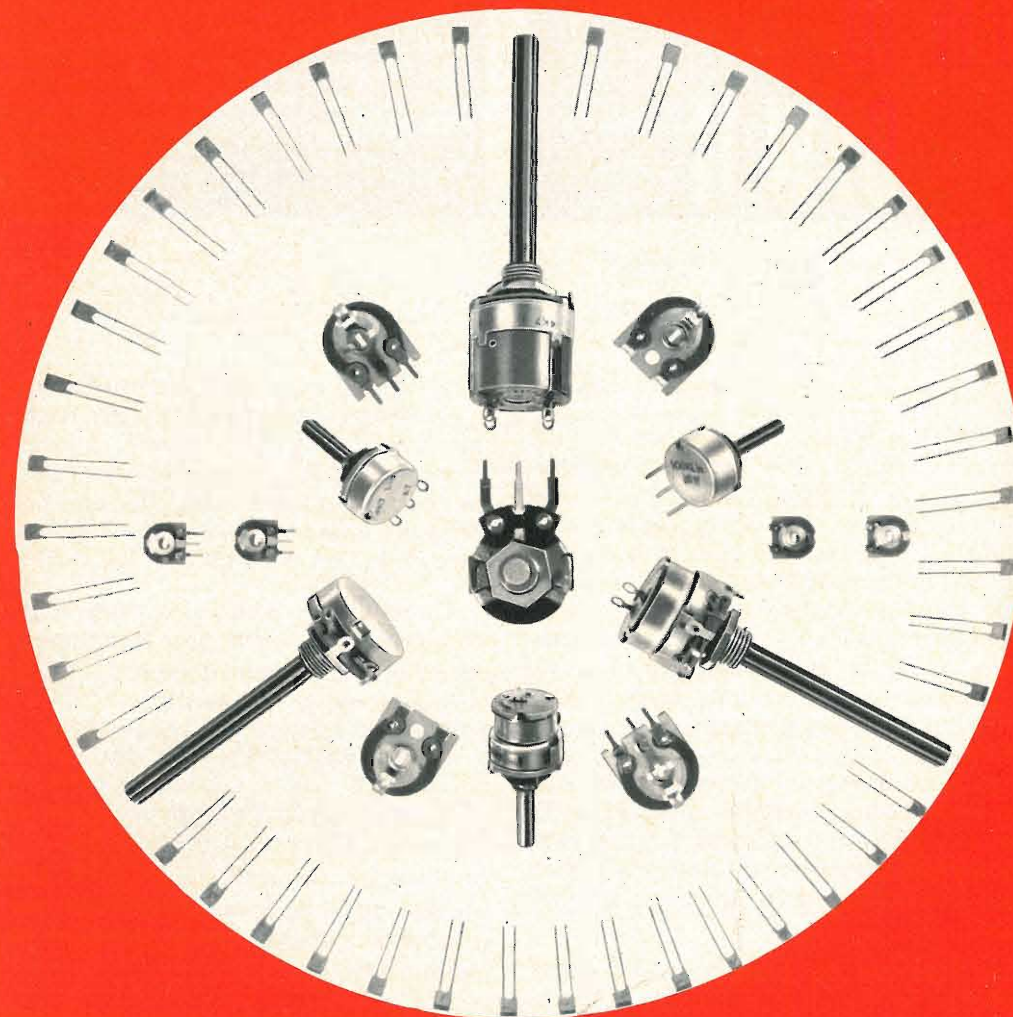
(Da « Radio Plans » 6702)

Elegante impianto stereo ideale per la sistemazione in scaffali o librerie

Amplificatore-sintonizzatore stereo - Beomaster 1000 dalla linea ultrapiatta ed elegantissima - Potenza d'uscita 15+15 W.
Adatto per altoparlanti B & O di vari tipi e potenze - Giradischi stereo Beogram 1000 con caratteristiche semiprofessionali.
Provvisto della famosa testina originale B & O SP7.

PHILIPS

s.p.a. Sezione Elcoma
Reparto Componenti Passivi
Milano piazza IV Novembre, 3
telefono 69.94

Potenziometri e trimmer potenziometrici a carbone per applicazioni in radio e televisione e industriali.

Condensatori ceramici miniatura a placchetta per tutte quelle applicazioni in cui sono richieste, oltre che dimensioni ridottissime, basse perdite, tolleranze strette ed elevata stabilità.
Serie a coefficiente di temperatura controllato e serie a bassissima dipendenza della capacità dalla temperatura.

TRANSISTOR AD EFFETTO DI CAMPO BFW 10 BFW 11

Il transistor ad effetto di campo (FET) è un semiconduttore unipolare avente delle proprietà molto interessanti. La tecnologia planare epitassiale ha aperto nuove vie nella fabbricazione dei FET e le loro prestazioni sono così buone, che questi transistor potrebbero diventare essenziali nei progetti dei circuiti a semiconduttori.

Di recente sono comparsi sul mercato due nuovi tipi di transistor ad effetto di campo, il BFW 10 e BFW 11.

Riportiamo in questo articolo alcune notizie sui circuiti che possono essere progettati con essi, le loro caratteristiche elettriche, i parametri e le loro applicazioni.

Note di progetto

I BFW 10 e BFW 11 sono transistor ad effetto di campo a canale n. Un transistor FET a canale n consiste di un canale conduttore di tipo n al silicio in parte circondato da materiale di tipo p, così che si forma una giunzione p-n lungo una parte del canale. Quando questa giunzione p-n è polarizzata inversamente si crea una regione di carico; questo si crea in quanto il canale è particolarmente privo di portatori e ne risulta una diminuzione della conduttanza di questo canale. Di conseguenza la corrente del canale può essere controllata dalla tensione attraverso la giunzione p-n proprio come la corrente anodo-catodo in un tubo elettronico può essere controllata dalla tensione griglia-catodo.

I tre elettrodi del transistor FET come è indicato in fig. 1 e in fig. 2 in modo schematico sono chiamati: sorgente, « gate » e « drain » e possono essere confrontati rispettivamente con il catodo, la griglia e l'anodo di un tubo elettronico.

In fig. 3 è rappresentata la relazione fra i parametri essenziali. La così detta tensione di « pinch-off » V_p è il valore della tensione alla giunzione inversa alla quale la conduttanza del canale è zero. I_{DSS} è la corrente drain-sorgente con il gate cortocircuitato con la sorgente ($V_{GS} = 0$).

Questo parametro I_{DSS} è molto importante perché, per una data tensione V_p, è direttamente in relazione con la transconduttanza del componente.

La struttura, con il canale tipo-n e il circostante « gate » tipo p, è ottenuta per diffusione, di tipo-p, in un materiale di partenza epitassiale di tipo n-p. Si veda per maggiore chiarezza la fig. 4. Con (I) questa diffusione va più in basso del (II) e così si ottiene l'isola di tipo n di una forma speciale.

Si effettua una struttura consistente di un numero di canali in parallelo, allo scopo di ottenere una transconduttanza elevata.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

1 - Impedenza d'ingresso

L'ingresso di un transistor ad effetto di campo è formato da una giunzione p-n a polarizzazione inversa, l'impedenza d'ingresso in una configurazione a sorgente comune consiste di una resistenza molto alta di circa 10^{10} Ω e di una capacità in parallelo di qualche picofarad. La corrente

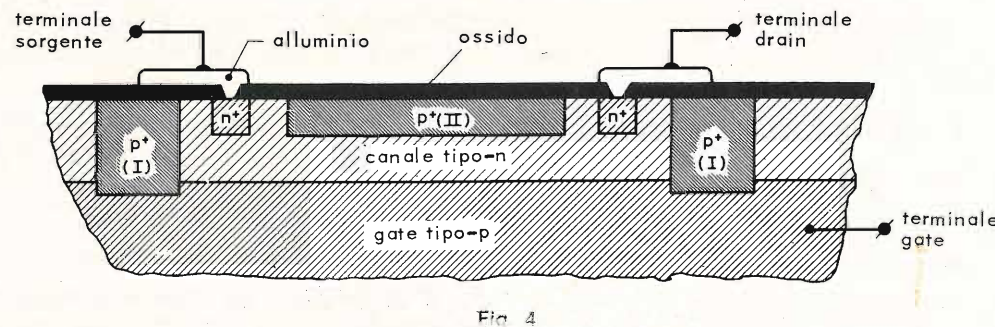
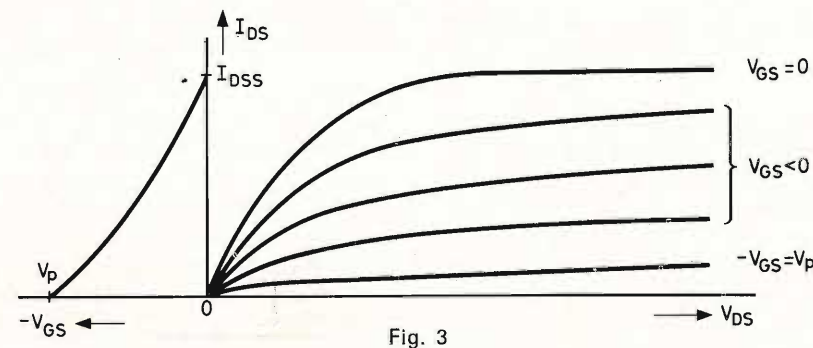
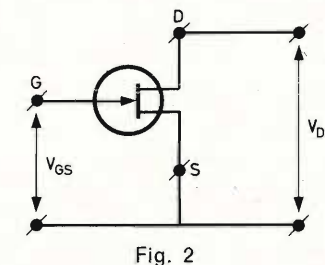
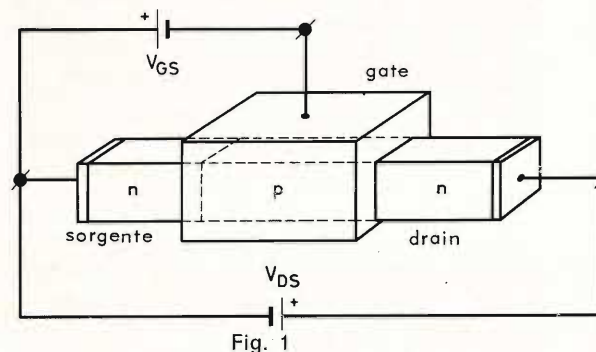



Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

Fig. 1 - Rappresentazione del transistor FET con i suoi elettrodi e le tensioni di alimentazione. Fig. 2 - Rappresentazione schematica del transistor FET. Fig. 3 - Grafico illustrante la relazione fra i vari parametri. Fig. 4 - Struttura di un transistor a effetto di campo.

diretta attraverso il « gate » è così molto bassa; con le condizioni nominali minore di 0,5 nA. Questa caratteristica rende il transistor ad effetto di campo particolarmente adatto per la amplificazione dei segnali con sorgenti ad alta impedenza.

2 - Transconduttanza

La relazione fra la corrente di assorbimento I_D e la tensione gate-sorgente V_{GS} può essere rappresentata approssimativamente dall'equazione:

$$I_D = \beta\,(V_{GS} - V_P)^2$$

nella quale β è una costante. La transconduttanza è data dal rapporto I_D/V_{GS}. La transconduttanza per i piccoli segnali (dI_D/dV_{GS}) perciò è proporzionale a $V_{GS} - V_P$ e così è considerevolmente più lineare della transcondutta di un transistor bipolare convenzionale.

3 - Rumore

Noi possiamo generalmente dire che un elemento a quattro poli può essere rappresentato da un generatore di rumore equivalente collegato ai terminali d'ingresso di un elemento a quattro poli senza disturbi. Quando il generatore di rumore equivalente sviluppa una tensione di rumore E e una corrente di rumore I, si può scrivere la seguente equazione:

$$\overline{E^2} \approx 4kT \cdot \frac{0{,}7}{g_m} \cdot \Delta f$$

$$(\overline{I})^2 \approx \omega^2 C^2 \overline{E^2} + 2q\, I_{GS}\, \Delta f$$

nelle quali:

k = costante di Boltzman

T = temperatura in gradi Kelvin

g_m = transconduttanza di bassa frequenza

Δf = banda di frequenza stretta

C = capacità d'ingresso totale

q = $16 \cdot 10^{-12}$ Coulomb

Da queste equazioni si può vedere che la figura di rumore diminuisce quando la transconduttanza aumenta.

Specialmente alle frequenze basse (minori di 1 MHz) il valore del rapporto E/I è molto più alto che nei transistor convenzionali. Ciò significa che il generatore di rumore equivalente sviluppa un'alta tensione di rumore E e una bassa corrente di rumore I. In altre parole l'impedenza interna del generatore di rumore è molto alta. Questo è anche vero per l'impedenza d'ingresso del transistor ad effetto di campo. La figura di rumore con questa elevata impedenza d'ingresso ha un valore molto basso, per esempio 1 dB al massimo.

In conclusione possiamo dire che il grande vantaggio dei transistor ad effetto di campo in confronto ai transistor convenzionali è che con valori alti di corrente di assorbimento, la figura di rumore diminuisce a causa dell'aumento della transconduttanza. Si ottiene così una migliore idoneità del segnale di comando.

Dati riassuntivi dei transistor

I transistor BFW 10 e BFW 11 sono costruiti in grande quantità. Entrambi i tipi sono ottenuti tenendo conto del valore della I_{DSS}. Comunque, si deve notare che la diffusione nel valore di I_{DSS} dei nostri tipi di transistor ad effetto di campo è considerevolmente più bassa del valore annunciato nelle caratteristiche del tipo 2N3823 che può essere a loro paragonato. Così questo tipo di FET piuttosto popolare può anche essere sostituito dalla nostra attuale produzione. Le altre caratteristiche del transistor 2N3823 sono quasi simili a quelle dei transistor ad effetto di campo di nostra produzione.

Nella tabella 1 abbiamo riportato i dati principali dei transistor BFW 10, BFW 11 e 2N3823.

APPLICAZIONI TIPICHE

1 - Preamplificatore di un oscilloscopio a larga banda

Con il FET, BFW 10 nello stadio preamplificatore di un oscilloscopio e due stadi equipaggiati con il transistor BFY 50, si possono ottenere le seguenti proprietà:

TABELLA I	BFW 10	BFW 11	2N3823	
Massima tensione gate-sorgente	30	30	30	V
I_{DSS} con $V_{DS} = 15$ V e $V_{GS} = 0$	8-20	4-10	4-20	mA
Massima tensione di « pinch-off » con $V_{DS} = 15$ V	8	6	8	V
Transconduttanza massima a 200 MHz	3,2	1,25	3,2	mmho
Massima capacità inversa di trasferimento con $V_{DS} = 15$	1	1	2	pF
Massima figura di rumore con $V_{DS} = 15$ V e $V_{GS} = 0$	2,5	2,5	2,5	dB

— Impedenza d'ingresso: 1 MΩ (capacità parallelo 7,5 pF)

— Tempo di salita: < 1 ns

— Tensione di rumore: < 0,5 mV da picco a picco (riferito all'ingresso)

— Deriva di tensione con una temperatura: < 0,2 mV/°C (riferito all'ingresso).

Queste proprietà sono sufficientemente buone per il progetto degli oscilloscopi con una sensibilità d'ingresso di 5 mV/cm e una larghezza di banda fino a 150 MHz.

2 - Amplificatore c.c. con una deriva di corrente molto piccola

Impiegando un BFW 10 e un BFW 11 nello stadio d'ingresso di un amplificatore c.c. si può ottenere una deriva di corrente molto piccola (circa 1 pA/°C, riferito all'ingresso dell'amplificatore).

Anche se la deriva di tensione è relativamente grande (da 10 a 100 μV/°C, dipendendo dalla tensione di gate) si possono fare amplificatori c.c. molto buoni con una impedenza della sorgente più grande di diversi megaohm.

3 - Preamplificatore per microfono a condensatore

Il transistor ad effetto di campo è particolarmente adatto per essere impiegato in preamplificatori per microfoni a condensatore, grazie alla sua alta impedenza d'ingresso alle frequenze audio e alla sua bassa figura di rumore. Nel caso del BFW 10 e BFW 11 e un microfono con una sensibilità di 1 mV/μbar, si può ottenere il seguente livello di rumore:

— resistenza di polarizzazione del gate:
33 200 1000 MΩ

— livello di rumore del preamplificatore:
22 17 16 dB

4 - Stadio R.F. di un ricevitore F.M.

Per questa applicazione si è fatto uso di un buon segnale di comando e con

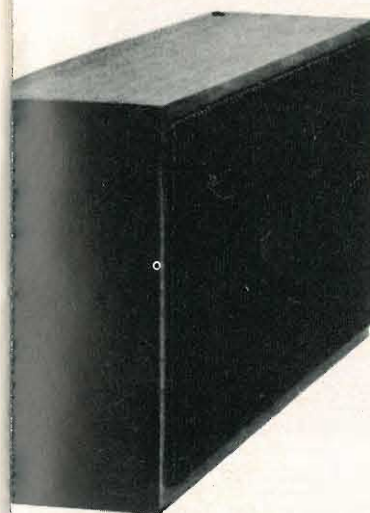
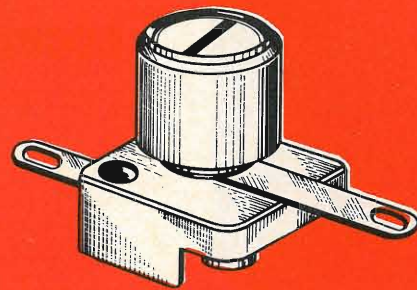
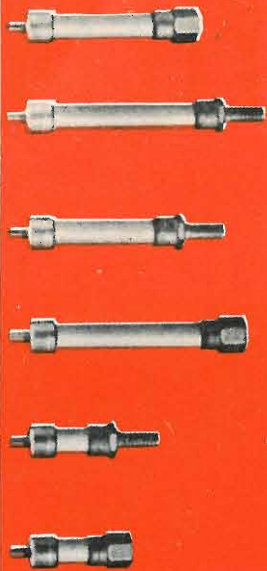
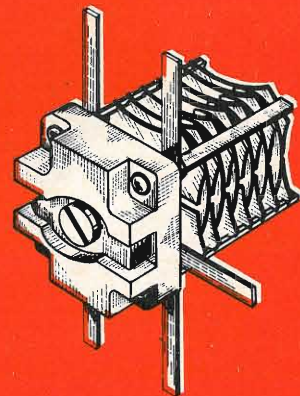
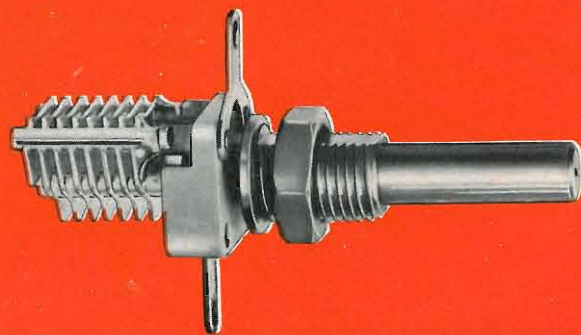
bassa figura di rumore. Con la maggior parte dei tipi adatti per questa applicazione, il BFW 10, si può ottenere un guadagno RF effettivo di 9 dB senza neutralizzazione e lo stadio RF resta stabile anche senza il collegamento d'antenna. Si può anche ottenere una figura di rumore migliore di 3,5 dB e la soppressione degli effetti delle interferenze armoniche come il ripetersi di punti mobili e di battiti doppi. In pratica in un sintonizzatore si è ottenuto una figura di rumore di 60 dB con un segnale d'antenna di 100 µV a 300 Ω. Il guadagno massimo del complesso ammonta a circa 20 dB con una corrente di funzionamento di 10 mA.

5 - Amplificatore per rivelatore di radiazioni

Per questa applicazione, il tipo più adatto è il BFW 10 a causa della sua bassa figura di rumore. La risoluzione di questo amplificatore è espressa come energia di rumore equivalente in eV riferito ai terminali del diodo di rivelazione.

Più alta è la transconduttanza del FET, migliore sarà la risoluzione. I risultati ottenuti mostrano che il BFW 10, avendo una transconduttanza minima di 3,2 mmho, dà una risoluzione di 0,7-0,9 keV se l'ingresso non è collegato a un condensatore. Si è anche misurato un cambiamento nella risoluzione di circa 50-60 eV/pF.

Un nuovo sistema elettronico della Volkswagen, per iniettare il combustibile, sarà usato nel 1968 per il Modello 1600. La novità non permette soltanto un'economia di combustibile ed una piena efficienza del motore, ma anche una contaminazione, enormemente ridotta, dell'aria. Il fulcro del sistema è un piccolo « black box » contenente venticinque transistori, diodi assortiti ed altri componenti. Questa unità controlla il combustibile iniettato in ognuno dei quattro cilindri, attraverso valvole comandate elettronicamente.

L'acceleratore determina l'apertura di ogni iniettore di combustibile e, sia la partenza che la durata di ogni impulso, sono continuamente adattati per ottime prestazioni. L'unità di controllo riceve i segnali elettronici da un misuratore di pressione e da un commutatore che determina la differenza fra la continua immissione di aria e la pressione ambiente dell'aria; questi segnali indicano il funzionamento del motore. Sul distributore, un gruppo extra di contatti genera impulsi sincronizzati che indicano la velocità del motore e sincronizzano l'apertura di ogni valvola. Tutto il sistema garantisce in ogni momento il funzionamento ottimo del motore, e la più completa combustione della benzina. Questo è solo un esempio dei progressi che presto saranno realizzati: entro pochi anni le auto potranno avere accensioni elettroniche, iniettori di combustibile e persino sistemi automatici di trasmissione che vengono controllati da una piccola centrale calcolatrice.

Un nuovo resistore elettrico con un altissimo coefficiente di temperatura positivo, ha fatto la sua applicazione tra quei componenti usati in elettronica, che sono basati sui risultati delle ricerche nel campo della fisica dei solidi.

Questo nuovo resistore è diventato famoso come termistore PTC (coefficiente positivo di temperatura) e consiste in un materiale di ceramica, semiconduttivo e ferroelettrico. Mentre i principi operanti e la struttura dei transistori e dei diodi, per esempio, sono già conosciuti, generalmente sono poco conosciuti i fondamenti fisici del termistore PTC, così che si considera appropriato dare un profilo generale.

CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO DEI TERMISTORI PTC

Di regola i metalli mostrano un coefficiente di temperatura positivo di resistenza elettrica, mentre i semiconduttori, generalmente mostrano un comportamento opposto. Una spiegazione di questa differenza può essere ottenuta mediante un esame dei rispettivi meccanismi di conduzione.

Si deve al modo in cui i loro atomi individuali sono chimicamente uniti, che i metalli hanno sempre una abbondanza di portatori di cariche (carriers) mobili, i quali determinano la resistenza elettrica. La mobilità diminuisce con l'aumentare della temperatura perché l'aumentare della temperatura significa aumento delle vibrazioni degli elementi che formano la struttura cristallina del metallo, e così ogni aumento è di impedimento alla mobilità dei trasportatori. Nel semiconduttore, d'altra parte, la mobilità del trasportatore è di secondaria importanza. In uno stato chimicamente puro e con una perfetta struttura cristallina, i materiali semiconduttori non hanno alcun portatore libero; essi contengono solo elettroni legati e, per consentire loro di muoversi e così diventare portatori di corrente elettrica, questi elettroni devono essere staccati dai loro legami con l'applicazione di energia. L'energia richiesta può essere ottenuta dall'energia termica del cristallo. Con la deviazione controllata dalla perfetta struttura cristallina, per es. con l'introduzione di un piccolo numero di ioni estranei, la energia richiesta può essere ridotta ad un livello tale che un considerevole numero di elettroni liberi sarà disponibile persino alle normali temperature ambiente. Poiché la resistenza elettrica non dipende solo dalla mobilità dei trasportatori, ma anche dalla loro concentrazione, la temperatura ha un duplice effetto. Come nei metalli, la mobilità dei portatori nei semiconduttori diminuisce con l'aumentare della temperatura, ma nello stesso tempo la concentrazione dei portatori aumenta di un valore molto più grande e supera di gran lunga la reazione di temperatura della mobilità.

Di conseguenza, nei semiconduttori la resistenza avrà generalmente un coefficiente di temperatura negativo. Questo è vero nella più parte dei casi. La situazione diventa meno chiara, comunque, per il fatto che i resistori a semiconduttore, che

normalmente consistono di materiale policristallino, presentano considerevoli disturbi ai bordi delle loro strutture di cristallo che in molti casi provocano una addizionale resistenza elettrica.

Sovente solo una piccola parte della resistenza misurata in campioni di tale materiale, è determinata dal volume dei singoli grani di cristallo; la maggior parte di resistenza è dovuta agli strati di barriera e ai grani periferici. Usando una analogia con la meccanica, si potrebbe dire che il flusso degli elettroni è frenato come da uno sbarramento. Vi sono delle perturbazioni sui bordi della struttura cristallina, e queste possono catturare gli elettroni di conduzione. Questo significa che quando gli elettroni si muovono da un cristallino all'altro, devono superare barriere di diverso potenziale, vedi fig. 1. La grandezza di queste interferenze di potenziale dipende, fra le altre cose, dalla costante dielettrica del materiale che vi è intorno. Il che è abbastanza ovvio, perché secondo la legge di Coulomb, la forza repulsiva fra due cariche simili, è inversamente proporzionale alla costante dielettrica.

Ora se la costante dielettrica ha una temperatura caratteristica ben definita, la grandezza dei potenziali che impedisce il trasferimento delle cariche, cambierà, e questo è un altro sistema con cui la temperatura condiziona la grandezza della resistenza elettrica. Nella gran parte dei semiconduttori questa influenza è soltanto minima, e normalmente il coefficiente negativo di temperatura sarà mantenuto. Le eccezioni a questa regola, come capitano particolarmente nel caso dei termistori PTC, sono ristrette a certi tipi di materiale, per es. ferroelettrici e titanati alcalini. La semiconduzione è ottenuta in questi materiali in ceramica, di cui uno dei più rappresentativi è il titanio di bario ($BaTiO_3$), con l'inclusione di ioni trivalenti come donatori, invece di ioni bivalenti alcalini. Ma questi materiali hanno un'altra importante proprietà: sono ferroelettrici. Gli ioni cristallini diversamente carichi possono essere disposti nel lattice con una estensione considerevole, il che significa, comunque, che questi materiali hanno un'altissima costante dielettrica. Lo stato ferroelettrico è caratterizzato dalla spontanea polarizzazione, che avviene sotto una temperatura che è peculiare al materiale in questione: la temperatura Curie. La polarizzazione spontanea in questo contesto significa la formazione di cristalli uniformemente polarizzati senza l'influenza di qualsiasi campo elettrico esterno. Quando la temperatura Curie viene superata il fenomeno ferroelettrico scompare e la costante dielettrica scende bruscamente.

Riferendosi a ciò che è stato detto in precedenza in questo articolo, questo significa che il trasferimento delle cariche è impedito, così che la resistenza elettrica risale bruscamente e i potenziali ai bordi sono aumentati. Come risultato si ottiene nella vicinanza della temperatura Curie, un coefficiente positivo di temperatura per la resistenza, di valore per ora sconosciuto (vedi fig. 2).

La normale risposta alla temperatura di un resistore semiconduttore, per es. il coefficiente negativo di temperatura, ricompare alla stessa distanza sopra e sotto la temperatura Curie. Per questa ragione il termistore PTC in ceramica può solo essere usato entro una gamma di temperatura limitata.

APPLICAZIONI

Questo nuovo resistore si può usare come un trasduttore per la trasformazione di valori termici in segnali elettrici. Una ovvia applicazione è la misura di temperatura per via elettrica. Questo involve il principio di misura dei teletermometri elettrici e un gran numero di resistori dipendenti dalla temperatura sono infatti disponibili per questo intento. Comunque, quando si arriva ad un limite specifico di temperatura, il termistore PTC è superiore a qualsiasi dispositivo sensibile alla temperatura poiché il suo rilevante aumento nella resistenza garantisce un funzionamento sicuro degli elementi di commutazione, senza ricorso ad alcun dispositivo ausiliario. Questa è un'importante caratteristica in ogni caso dove le macchine e l'equipaggiamento devono essere protetti dalle temperature eccessive. Un altro importante gruppo di applicazioni può essere caratterizzato dal termine: « misura della dissipazione del calore ».

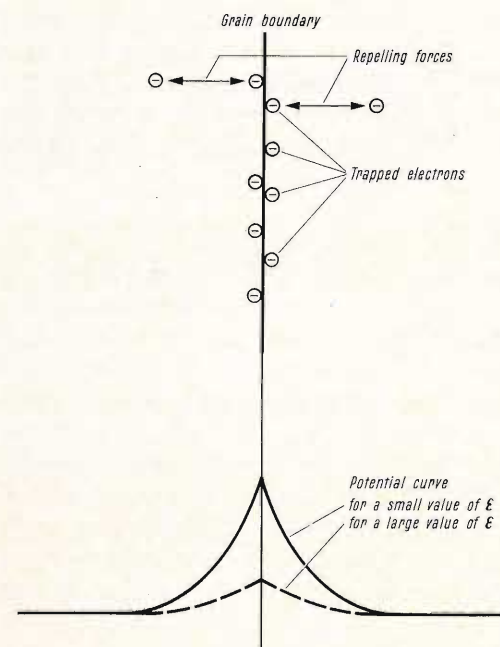



Fig. 1 - Illustrazione delle condizioni presenti alla barriera tra due cristalli adiacenti di materiale semiconduttore. Gli elettroni che vengono catturati dagli « accettori » presenti sulla barriera hanno un effetto repulsivo sugli elettroni che arrivano successivamente. Quindi, come si può vedere dalla curva di potenziale, questi elettroni devono raggiungere un più alto livello di energia per superare la barriera. Il risultato è un aumento della resistenza elettrica.

Quando un termistore PTC è scaldato da una corrente elettrica ad un livello superiore alla temperatura ambiente, dopo qualche tempo sarà raggiunto un bilancio fra l'energia elettrica immessa e il calore dissipato. La temperatura che il termistore PTC assume sotto condizioni d'equilibrio, è pertanto una misura della dissipazione di calore. Questa temperatura determina la resistenza elettrica del termistore PTC e quindi il suo consumo di corrente ad una data tensione.

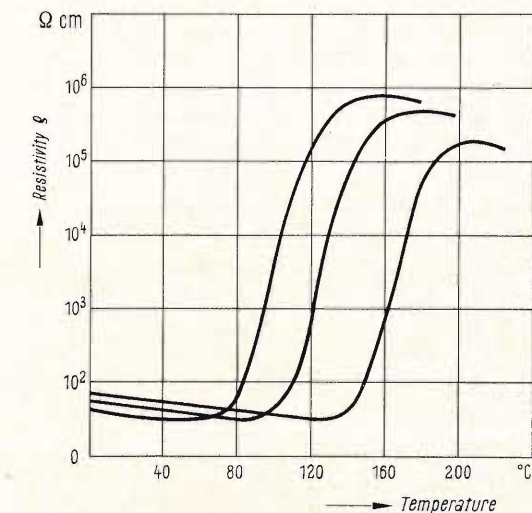



Fig. 2 - Risposta in temperatura della resistività di vari tipi di termistori PTC.

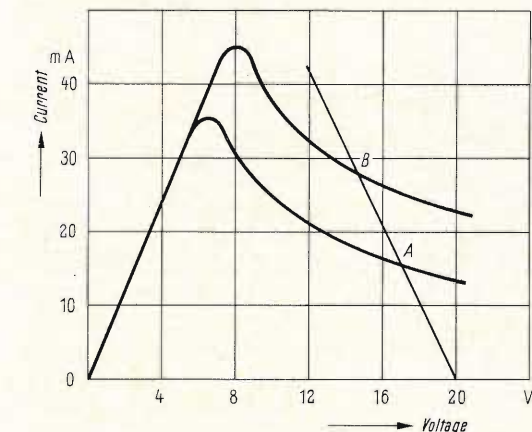



Fig. 3 - Caratteristica corrente-tensione di un termistore PTC in due diverse condizioni di raffreddamento.

Il che significa che si ottiene la caratteristica tensione-corrente. La fig. 3 mostra due caratteristiche di un dato termistore PTC in relazione ai due diversi valori della dissipazione del calore.

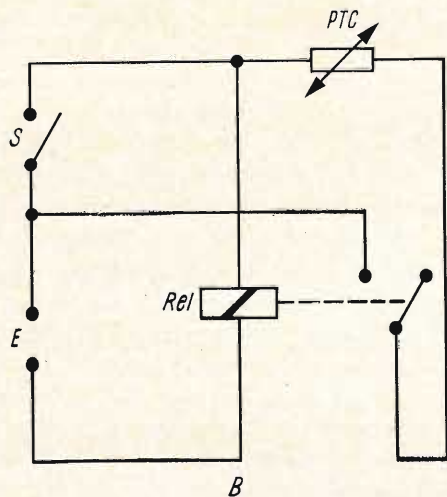
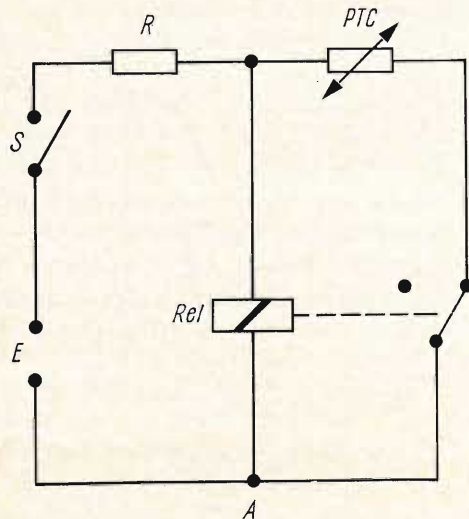



Fig. 4 - Esempi di circuiti di temporizzazione di relè che usano termistori PTC.

Vi sono vari modi in cui influenzare il passaggio di calore dal termistore PTC all'ambiente circostante.

Un modo possibile consiste nel rimpiazzare il mezzo ambiente con un altro avente una differente conduzione termica.

Così il termistore PTC può essere usato come « monitor » del livello di un liquido, sfruttando la differenza nella conduttività termica tra aria e liquido. Una variazione nella pressione o un movimento, risulterà ugualmente in uno spostamento della caratteristica. Ciò rende possibile progettare misuratori di pressione e di flusso usando i termistori PTC.

Infine, l'equilibrio termico dipende anche dalla temperatura del mezzo ambiente: questo ci riporta alla misurazione della temperatura, come già detto, ma sotto un aspetto differente. Nel scegliere il punto di lavoro, è possibile variare a volontà la temperatura di un sistema di controllo. In un impianto di riscaldamento elettrico, per es. la temperatura specifica può essere corretta come si desidera; uno speciale vantaggio consiste nel fatto che non occorre che questa correzione debba essere fatta nel punto dove l'elemento di controllo, per es. il termistore PTC, è in quel momento localizzato.

Ulteriori applicazioni risultano dall'utilizzazione della costante termica. In questo caso la capacità termica è il fattore decisivo, e determina il tempo che il termistore richiede per raggiungere uno stato di equilibrio. Un'importante applicazione di questo tipo è la protezione dal sovra-carico di dispositivi sensibili come relè, ecc. In più, i termistori PTC, possono essere usati nei circuiti starter per motori con bobine (coils) di avviamento e per vari tipi di lampade a gas. Infatti la caratteristica ripida dei termistori PTC offre particolari vantaggi, in quanto previene la lenta operazione e lo svincolo del relè, e così aumenta la vita dei contatti. La fig. 4 mostra due fondamentali circuiti di temporizzazione dei relè che usano termistori PTC.

da « Siemens Electronic Components Bulletin »

interruttore di soglia

ELETTRONICA INDUSTRIALE

Il circuito descritto compie la funzione di diseccitare un relé quando l'ampiezza del segnale di ingresso varia al di fuori di una gamma prefissata. Per questo motivo può trovare interessanti applicazioni nel comando di servomeccanismi e apparecchiature di regolazione.

Il comportamento del circuito mostrato in fig. 1 dipende essenzialmente dal valore della tensione di ingresso.

Al superamento o alla diminuzione di questo valore limite viene eccitato all'uscita un relé. Quando la tensione di ingresso U_e si trova al di sotto del valore limite non scorre attraverso i due diodi Zener D1 e D2 alcuna corrente e i transistori T1, T2 e T3 sono interdetti. All'ingresso del transistor T4 giunge attraverso le resistenze R1 e R2 e il diodo D3 un potenziale positivo, perciò esso va in conduzione e il relé viene eccitato.

Non appena la tensione di ingresso raggiunge il valore limite inferiore, il diodo Zener D1 è percorso da corrente e il transistor T1 va in conduzione. Con ciò il diodo D3 viene polarizzato in senso inverso e di conseguenza la corrente di comando alla base del transistor T4 viene interrotta, il transistor T4 viene interdetto ed il relé si diseccita. Se la tensione all'ingresso continua ad aumentare e viene raggiunto il valore di tensione limite superiore, scorre corrente attraverso il diodo Zener D2 per cui i transistor T2 e T3 entrano in conduzione. Il transistor T3 riceve la necessaria tensione di comando attraverso la giunzione collettore-emettitore del transistor T2. Tramite il transistor T3 viene nuovamente inserito il transistor T4 ed il relé si eccita.

Il relé è dunque diseccitato sin tanto che la tensione U_e varia entro un campo determinato. Appena la tensione scende sotto il valore limite inferiore o sale oltre il valore limite superiore, il relé si eccita.

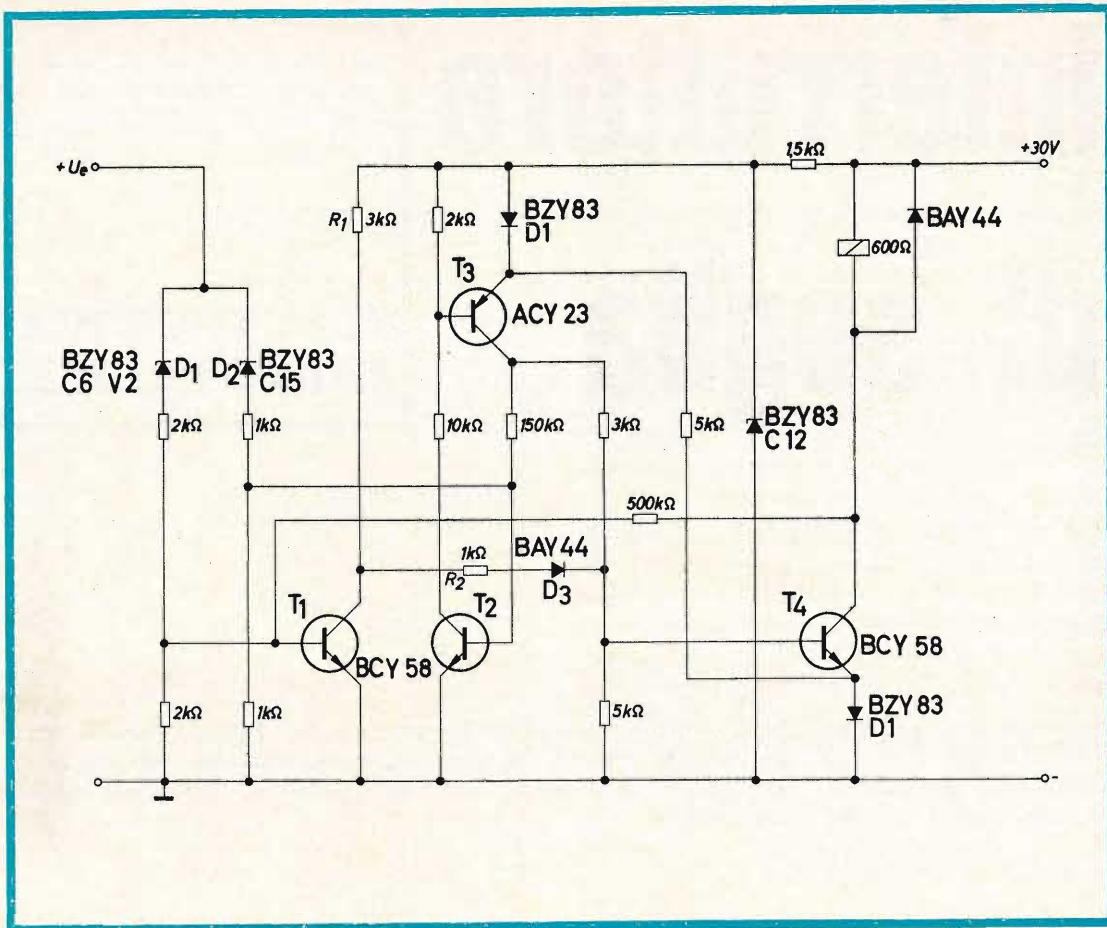



Fig. 1 - Schema elettrico dell'interruttore di soglia.

I valori limiti di tensione possono venire variati con una piccola variazione del circuito di ingresso.

A tale scopo la tensione di ingresso U_e è da applicare ai capi del diodo Zener D1 e D2 tramite un partitore di tensione.

Nel circuito di ingresso dello schema di fig. 1 i valori limiti di tensione sono dipendenti dalla tensione di Zener dei diodi impiegati, pertanto variano entro un determinato campo di tolleranza. L'influenza della temperatura sui valori limiti di tensione è molto piccola; la variazione è solo di pochi per cento in un campo da 25° a 60°C.

Dati tecnici

Tensione di esercizio		30 V
Corrente di esercizio (con relé diseccitato)		15 mA
Massima tensione di ingresso U_e		25 V
Massima temperatura ambiente		60°C
Valore limite inferiore di tensione:	circa	6,2 V
Valore limite superiore di tensione: (ambedue dipendenti dalle reali tensioni di zener dei diodi D1 e D2)	circa	15 V

(Estratto da Halbleiter-Schaltbeispiele 1967 della Siemens A.G.)

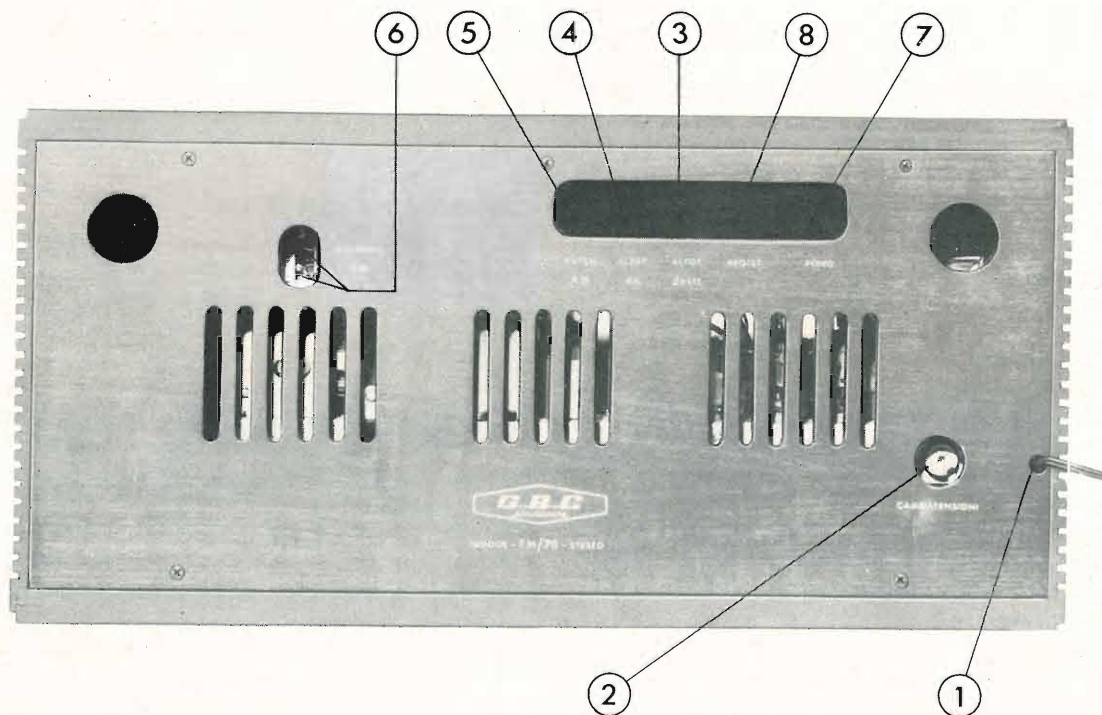
CARATTERISTICHE TECNICHE

Ricevitore stereofonico AM+FM MULTIPLEX completo di due cassoncini a compressione A/818.
Valvole e diodi impiegati: ECC85 - ECH81 - EF89 - 2 ECL86 - EM87 - 3 OA97.
Raddrizzatore: BY123.
Con stereodecoder Z/194 - 3 SFT316 (AF126) - SFT337 (AC151) - SFT323 (AC151) - 8 SFD108 (AA118).

Gamme di frequenza ricevibili:		
	ONDE LUNGHE - FILODIFFUSIONE	145 ÷ 370 kHz
	ONDE MEDIE	520 ÷ 1.620 kHz
	ONDE CORTE	6 ÷ 16 MHz
	MODULAZIONE FREQUENZA	87 ÷ 108 MHz

Indicatore di sintonia.
Indicatore di sintonia FM - stereo.
Commutazione automatica FM MONO - FM STEREO.
Diafonia: > 30 dB.
Potenza d'uscita: 6 W (3 W per canale) indistorti.
Regolazione fisiologica del volume.
Regolatore di bilanciamento.
Commutazione delle funzioni e dei toni a tastiera.
Commutazione di gamma a commutatore.
Prese per altoparlanti.
Prese per registratore e giradischi.
Prese per antenne AM e FM (240 ÷ 300 Ω).
Presa per DECODER STEREO.
Antenna in ferrite per ONDE MEDIE e LUNGHE.
Illuminazione scala a rifrazione.
Alimentazione universale: 110 ÷ 240 Vca.
Consumo: 60 W.
Fusibile: 3 A (ritardato).
Elegante mobile in noce opaco.

Accessori

STEREO Decoder automatico Z/194.

ISTRUZIONI PER L'USO

Alimentazione

La spina del cordone di alimentazione — Fig. 1 — deve essere collegata con una presa alla corrente alternata il cui valore sia compreso tra 110 ÷ 240 V. Il ricevitore è predisposto al funzionamento per 220 V. Per alimentarlo con tensione diversa, agire sul cambio tensioni.

Collegamento e sistemazione degli altoparlanti

L'effetto stereofonico si basa sulle capacità dell'orecchio umano di percepire la direzione di provenienza dei suoni. Perciò gli altoparlanti vanno collocati a distanza varia secondo le dimensioni dell'ambiente ove è installato l'apparecchio. La migliore posizione di ascolto è al vertice di un triangolo equilatero formato dai due altoparlanti e l'ascoltatore — Fig. 2.
Collegare gli altoparlanti inserendo le relative spine nelle prese. Per il cassoncino di sinistra la spina va inserita nella presa 3.
Per il cassoncino di destra la spina va inserita nella presa 4.
Le spine devono essere inserite come indicato nella fig. 3.

Antenne

Onde Medie e Lunghe. — Il ricevitore è munito di un'antenna interna in ferrite. Se questa non risultasse sufficiente si ricorre all'antenna esterna collegandola alla presa AM (5) — Fig. 1.

ONDE CORTE

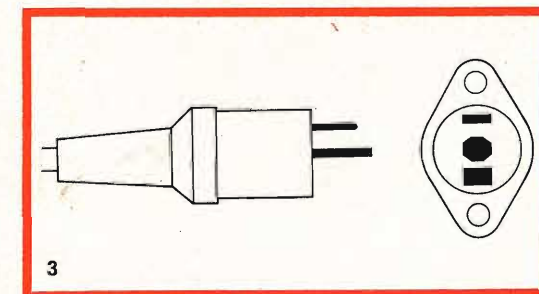
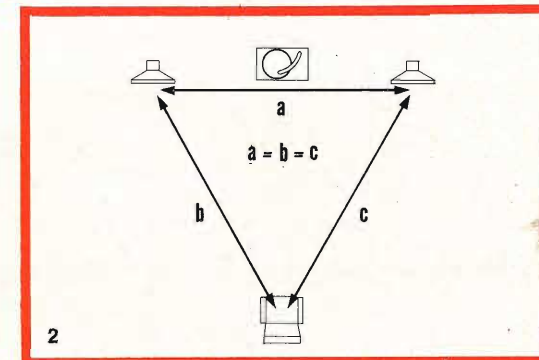
Inserite nella presa AM (5) il filo di colore bianco dato in dotazione.

MODULAZIONE DI FREQUENZA

Il filo di colore **rosso** fornito con il ricevitore va inserito in una delle due prese FM (6) — Fig. 1.
In caso di ricezione difficile applicare un dipolo esterno.—
Per la ricezione delle stazioni STEREOFONICHE (Radio stereofonia in FM - MULTIPLEX) è sempre consigliabile un buon impianto d'antenna esterno, onde evitare eccessivi rumori di fondo.

N.	LEGENDA
1	**Cordone di alimentazione**
2	**Cambiotensione**
3	**Presa altoparlante destro**
4	**Presa altoparlante sinistro**
5	**Presa antenna AM**
6	**Presa antenna FM**
7	**Presa fono**
8	**Presa registratore**

2

3

Messa in funzione del ricevitore

Eseguite le 3 operazioni precedenti si da tensione al ricevitore premendo uno dei tre tasti RADIO - FONO MONO - FONO STEREO (10 - 11 - 12 — Fig. 4). L'apparecchio si spegne premendo il tasto « SPENTO » (9).
La gamma d'onda desiderata viene scelta con la manopola (13); un indicatore luminoso (14) segnalerà la gamma commutata (Fig. 4).

SINTONIA

Si esegue sulla stazione da ricevere, con la manopola (15), controllandola con l'indicatore ottico (16).

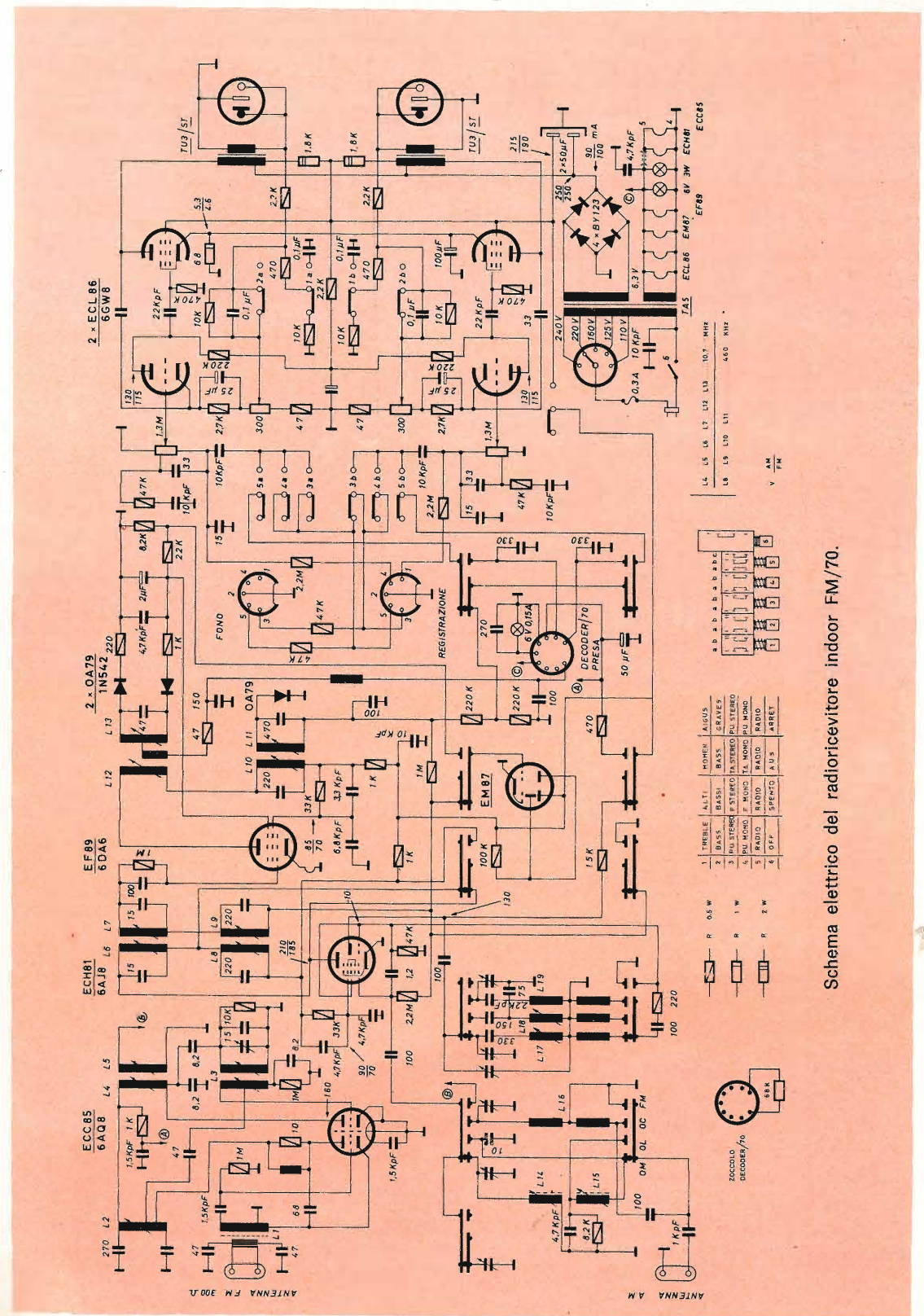
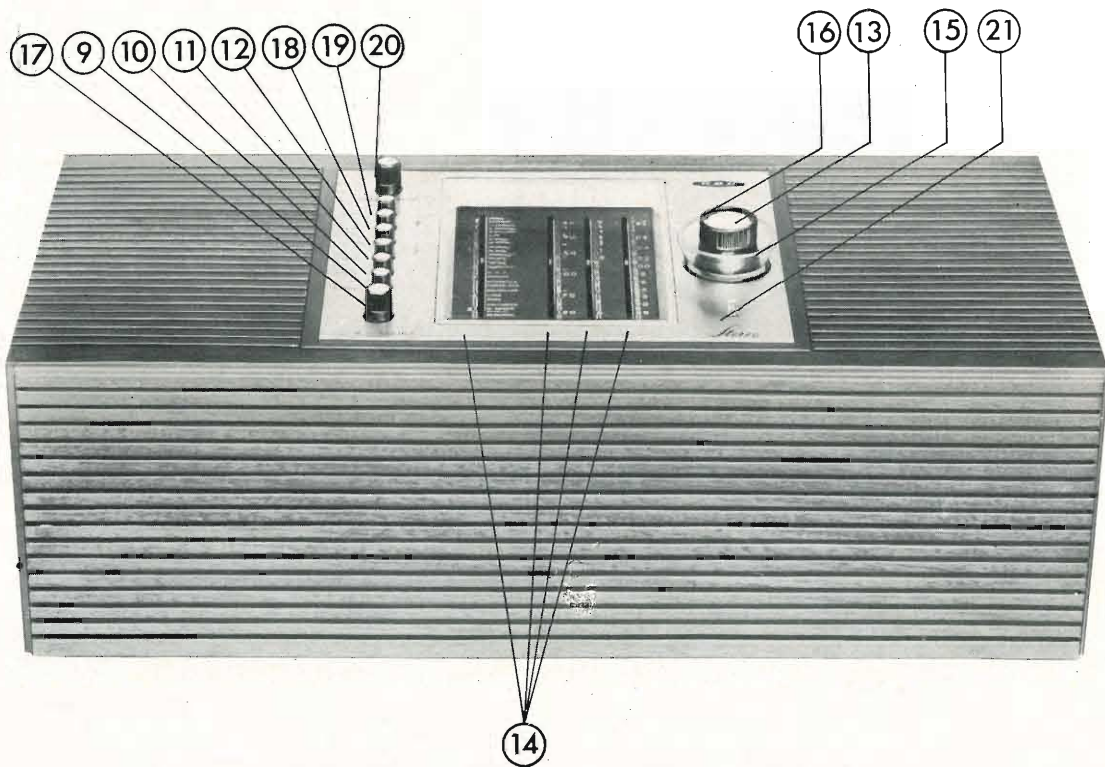
REGOLAZIONE DI VOLUME

Si esegue con la manopola contrassegnata VOLUME (17).

REGOLATORI DI TONO

Servono a questo scopo i tasti contrassegnati BASSI (18) ALTI (19).
Le note alte e basse aumentano premendo rispettivamente i tasti.

BILANCIAMENTO

La manopola contrassegnata BILANCIAMENTO (20) ha la funzione di bilanciare il livello del suono fra i due canali. Essa va regolata durante l'audizione sino ad ottenere l'uguale volume di suono da ambedue i canali.

Schema elettrico del radioricevitore indoor FM/70.

RIPRODUZIONE FONOGRAFICA

Premendo i tasti (11-12) FONO-MONO o FONO-STEREO si predispone l'apparecchio per la riproduzione dei dischi monoaurali oppure stereofonici.
Il complesso verrà collegato alla presa (7) — Fig. 1.

REGISTRAZIONE

Collegare alla presa (8) — Fig. 1 — un registratore a nastro.
Per riprodurre premere il tasto FONO-MONO (11) o FONO-STEREO (12) — Fig. 4 — secondo il registratore impiegato, lasciando spento il giradischi.

RICEZIONE STEREOFONICA IN FM-MULTIPLEX

La ricezione stereofonica in radio si ottiene quando l'apparecchio è corredato dallo STEREODECODER (Z/194).
Pertanto se sintonizzando su una stazione nella gamma modulazione di frequenza, la spia rossa (21) — Fig. 4 — STEREO si illumina è segno che la stazione trasmette in RADIOSTEREOFONIA e l'apparecchio grazie al Decoder cambia automaticamente la ricezione da MONO a STEREO.

ISTRUZIONI PER IL MONTAGGIO DEL STEREODECODER Z/194

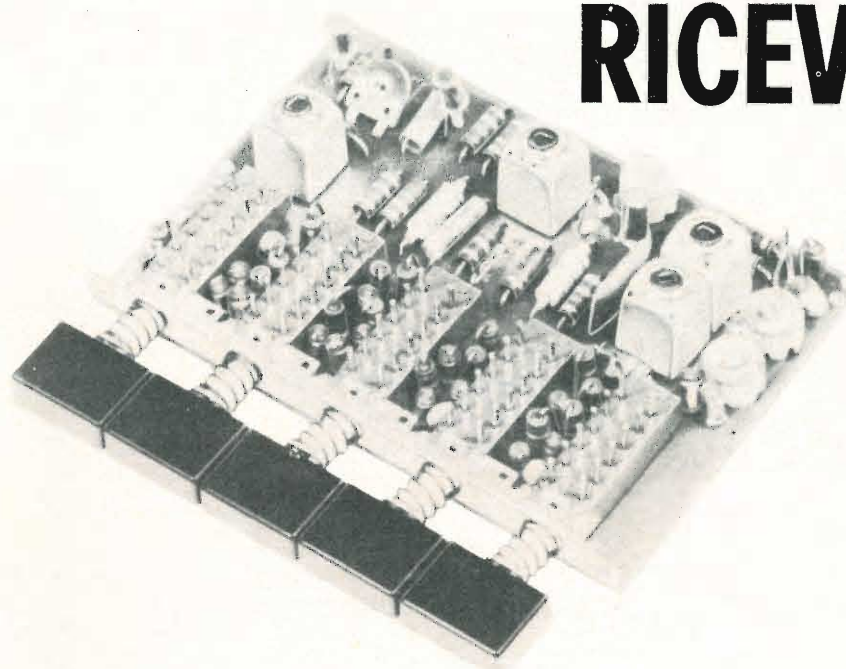
1) Togliere il pannello posteriore del mobile.
2) Togliere lo spinotto dallo zoccolo per la ricezione monoaurale.
3) Fissare lo stereodecoder sotto la squadretta.
4) Collegare lo spinotto dello stereodecoder allo zoccolo.

N.	LEGENDA
9	Tasto spento
10	Tasto radio
11	Tasto fono mono
12	Tasto fono stereo
13	Manopola per la commutazione di gamma
14	Indicatore luminoso di gamma
15	Manopola di controllo sintonia
16	Indicatore ottico di sintonia
17	Manopola di controllo volume
18	Manopola di controllo toni bassi
19	Manopola di controllo toni alti
20	Manopola di controllo del bilanciamento
21	Lampadina spia per controllo ricezione stereo

NUOVI PRODOTTI

RICEVITORE PER FD

I programmi emessi in filodiffusione vengono inviati all'utente mediante le linee telefoniche. Occorre, nel punto di ricezione, un filtro che separi la via audio per le normali conversazioni dai programmi in filodiffusione.

Nella filodiffusione vengono impegnati 6 canali adiacenti le cui frequenze centrali corrispondono alle frequenze portanti

e distano l'una dall'altra di 33 kHz. La portante del canale I è 178 kHz, le altre sono superiori. Il sesto canale (343 kHz viene adoperato per l'invio del segnale complementare a quello del quarto canale per le trasmissioni stereofoniche. Le portanti sono modulate in ampiezza; la profondità di modulazione può arrivare al 100%; la banda passante per ciascun canale è di ± 12 kHz; il segnale disponibile presso l'utilizzatore è mediamente di 30 mV su un'impedenza di 150 Ω bilanciati.

Da questi dati tecnici si possono ricavare i seguenti criteri fondamentali per la progettazione della parte alta frequenza di un ricevitore per filodiffusione.

Per i livelli relativamente alti del segnale disponibile all'ingresso ed il sistema di diffusione, i problemi di rumore e di disturbi esterni diventano trascurabili. Si può quindi realizzare una banda passante larga, dell'ordine di grandezza di 10 kHz, per una buona riproduzione, comparabile alle emissioni in modulazione di frequenza.

Una banda passante larga rende però gravoso il problema della separazione tra i diversi canali.

Dato l'elevato tasso di modulazione deve essere curata la linearità del rivelatore se non si vuole avere forti distorsioni nei picchi di modulazione.

A questo punto si deve scegliere se impiegare il sistema di conversione supereterodina od il sistema di amplificatore accordato a radio frequenza.

Nel secondo caso la commutazione è forse più complessa, ma in definitiva il circuito risulta più economico per i primi 5 canali a parità di banda passante e di diafonia tra i diversi canali; ancora più evidente è la differenza se si considera che per il solo sesto canale occorre riprodurre l'amplificatore completo per una sola frequenza.

Qui di seguito viene descritta una realizzazione di un ricevitore per filodiffusione a 5 canali con una banda passante di 10 kHz, distorsione minore di 0,5% e diafonia maggiore di 60 dB tra i vari canali.

Le capacità di accordo (condensatori in polistirolo) si sommano passando dal 5° al 1° canale. Questo, perché facendo la taratura sul canale centrale (3°), permette una maggiore tolleranza nei condensatori d'accordo rispetto alla condizione di un condensatore per ciascun canale. Così facendo, se si sceglie una tolleranza del ± 1% si possono eliminare i trimmer C_{p1}, C_{p2}, C_{p3}, mentre questi sono necessari nel caso che si scelga una tolleranza del ± 2,5%.

Calcolo di progetto

Per ciascun circuito risonante l'induttanza è costante; fissata la capacità di accordo C_1 in base all'induttanza di cui si dispone, le altre capacità si calcolano con

Fig. 1 - Banda passante, in alta frequenza dei due stadi componenti il ricevitore.

Il ricevitore è composto da due stadi accordati a radio frequenza di cui il primo è a doppio accordo sovraccoppiato (trasformatore FD11 ed FD12 - vedi fig. 1 e 5), mentre il secondo è a singolo accordo (trasformatore FD13). La banda passante dell'insieme di questi due stadi è relativamente stretta per una buona diafonia. A valle del rivelatore è posto un circuito risonante serie per realizzare una banda passante globale di bassa frequenza di 10 kHz entro ± 1 dB.

La sintonia dei diversi canali avviene commutando le capacità di accordo in parallelo ai trasformatori, per rendere più semplice la costruzione di questi.

la seguente relazione:

$$\frac{C'_{n+1}}{C'_n} = \left(1 + \frac{33}{f_{n+1}}\right)^2 \text{per n.} = 1 \ldots 4 \qquad (1)$$

dove le frequenze sono espresse in kHz e gl'indici 1, 2, ... 5 indicano rispettivamente le frequenze ed i componenti dei canali V, IV, III, II e I.

Impiegando il sistema, per le ragioni anzidette, della somma delle capacità, dai valori precedenti si calcoleranno per differenze successive le capacità C_{n+1} da montare sul circuito.

Le capacità di accoppiamento del filtro di ingresso si calcolano per un coefficiente

di accoppiamento pari al doppio del critico:

$$C'_{kn} = \frac{2}{Q_{nL}} \sqrt{C'_n \cdot C''_n} \qquad (2)$$

e per differenze successive si trovano i valori da montare sul circuito.

I valori dei Q di lavoro (Q_{nL}) che compaiono nella (2) si stabiliscono in modo tale da ottenere dall'insieme dei due filtri di banda, una banda passante di 5 kHz (vedi fig. 2) in ogni canale, così da assicurare un'attenuazione delle portanti dei canali adiacenti maggiore di 60 dB.

Per esempio si abbia $Q_O = 120$, per $C_1 = 615$ pF risulta $R_O = 100$ kΩ.

Per una banda passante di 7 kHz nel filtro a doppio accordo i singoli trasformatori dovranno presentare una $B = \frac{7}{1,41} = 5\,\text{kHz}$

quindi:

$$Q_{1L} = \frac{310}{5} = 62, \text{ allora:}$$

$$R_1' = \frac{Q_{1L}}{2\,\pi\,f_1\,C_1} = 51{,}5\ \text{k}\Omega$$ e la resistenza da montare in parallelo al condensatore

C_1 sarà: $$R_1 = \frac{R'_1 \cdot R_O}{R_O - R'_1} = 100\ \text{k}\Omega$$

Le altre resistenze o si calcolano con lo stesso procedimento o più semplicemente con le seguenti relazioni:

$$R'_{n+1} = R'_n \left(\frac{f_{n+1}}{f_n}\right)^2 \qquad (3)$$

$$R'_{n+1} = R'_n \left(\frac{f^2_{n+1}}{f^2_n - f^2_{n+1}}\right) \qquad (4)$$

dove R'_{n+1} ed R'_n sono le resistenze totali in parallelo al circuito risonante rispettivamente alle frequente f_{n+1} ed f_n, mentre R_{n+1} è la resistenza da montare in parallelo alla capacità C_{n+1}.

È chiaro che il Q a vuoto dei trasformatori è bene che sia grande rispetto a quello di lavoro in modo tale che quest'ultimo sia determinato soprattutto dalle resistenze di smorzamento, così da assicurare una buona riproducibilità indipendentemente dalle tolleranze dei trasformatori.

Il rapporto di trasformazione dei primi due trasformatori n = 25 è tale che il Q di lavoro non risente quasi affatto delle impedenze di ingresso e di uscita del filtro.

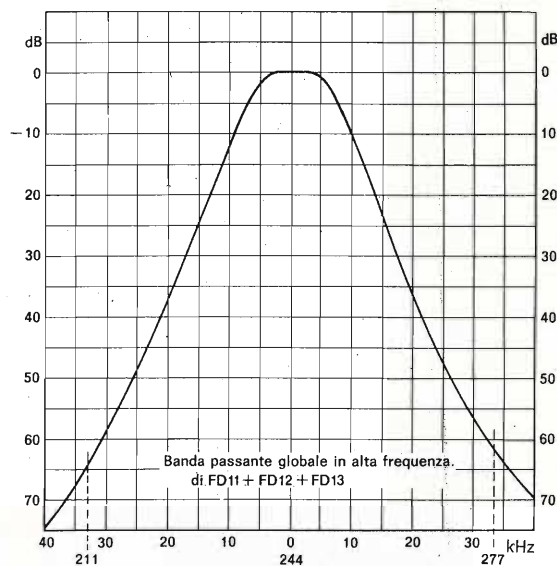



Fig. 2 - Banda passante globale, in alta frequenza, risultante dall'insieme dei due filtri di banda.

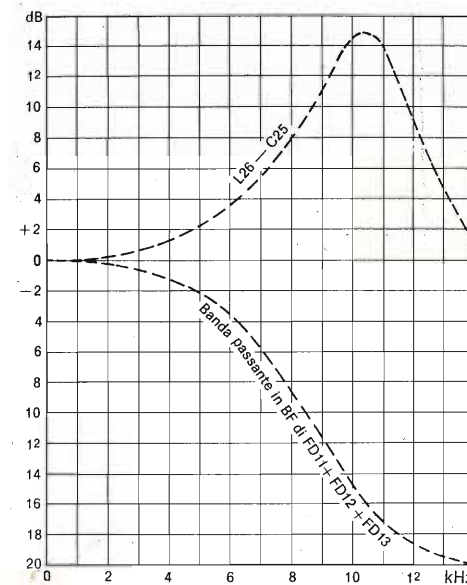



Fig. 3 - Banda passante globale, in bassa frequenza, e banda passante del circuito risonante serie $L_{26} - C_{25}$

Gli smorzamenti, necessari per avere la stessa banda alle differenti frequenze di lavoro, daranno luogo a livelli di segnale in uscita diversi tra i vari canali a parità di segnale d'ingresso. È stato quindi impiegato tra i primi due filtri, uno stadio amplificatore in classe A, con una controreazione di corrente per ciascuno dei canali, in modo da equalizzare il guadagno entro 2 dB tra tutti i canali. Dati gli smorzamenti in ingresso ed in uscita, questo stadio risulta stabile e non richiede neutralizzazione.

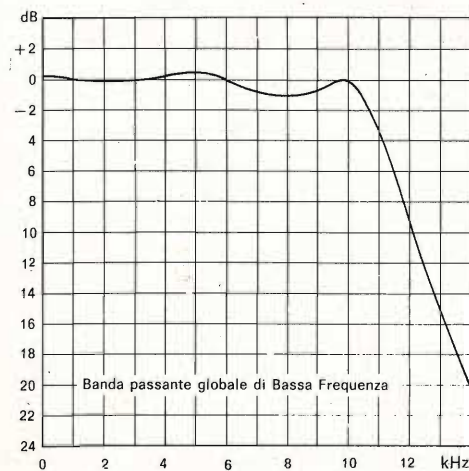



Fig. 4 - Banda passante globale, in bassa frequenza, ottenuta mediante l'inserimento del circuito risonante serie.

Per avere una banda passante globale di 10 kHz entro ± 1 dB si dispone a valle del rivelatore un circuito risonante serie L_{26} — C_{25}. Questo circuito con un opportuno Q (che si regola agendo sul reostato da 500 Ω) viene accordato a 9,5 kHz (vedi fig. 3) per tutti i canali e si ottiene così la banda passante globale riportata in fig. 4.

Per non alterare la linearità e la banda passante al rivelatore occorre interporre tra questi ed il circuito risonante serie uno stadio a collettore comune.

Il diodo rivelatore è polarizzato con la R_{25} per avere una rivelazione lineare anche nei picchi di 100% di modulazione.

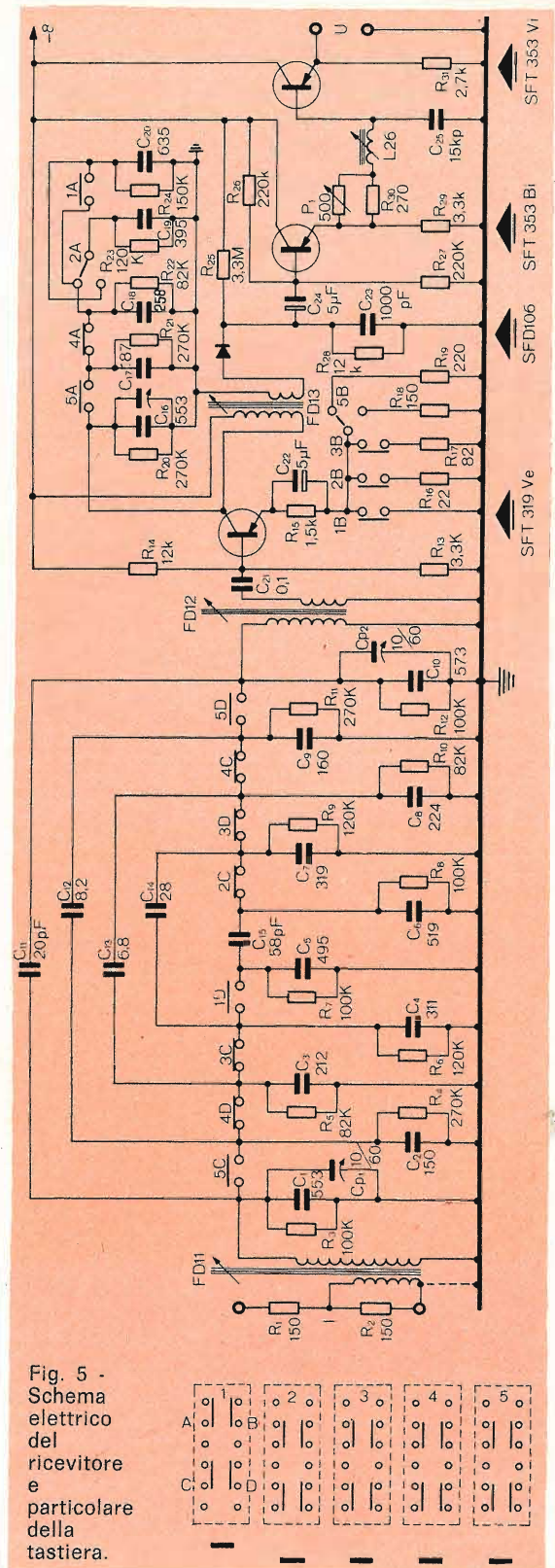



Fig. 5 - Schema elettrico del ricevitore e particolare della tastiera.

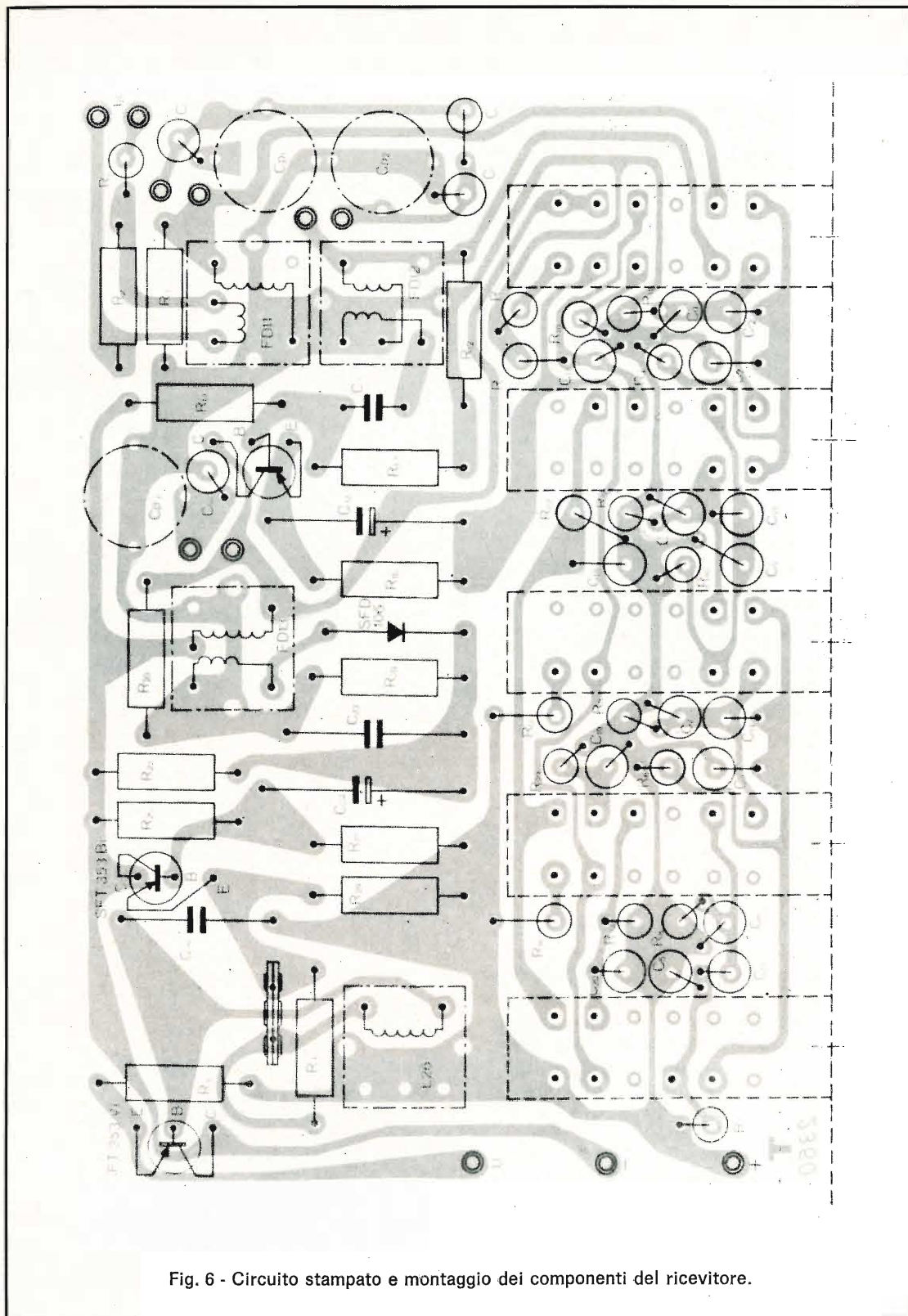



Fig. 6 - Circuito stampato e montaggio dei componenti del ricevitore.

Il terzo transistore funzionante con collettore comune ha il compito di assicurare una bassa impedenza d'uscita ed evitare che una eventuale bassa impedenza d'ingresso dell'amplificatore di bassa frequenza sia risentita dal circuito risonante serie.

Taratura e caratteristiche generali

La taratura avviene disponendo sul banco di collaudo le capacità campione in sostituzione di C_1, C_{10} e C_{16} ed i relativi trimmer (la disinserzione momentanea di queste tre capacità è già prevista sul circuito stampato riportato in fig. 6).

Le capacità campione devono avere i valori, con tolleranza zero, presi come base dei calcoli di progetto nel determinare tutti gli altri condensatori per ciascun trasformatore.

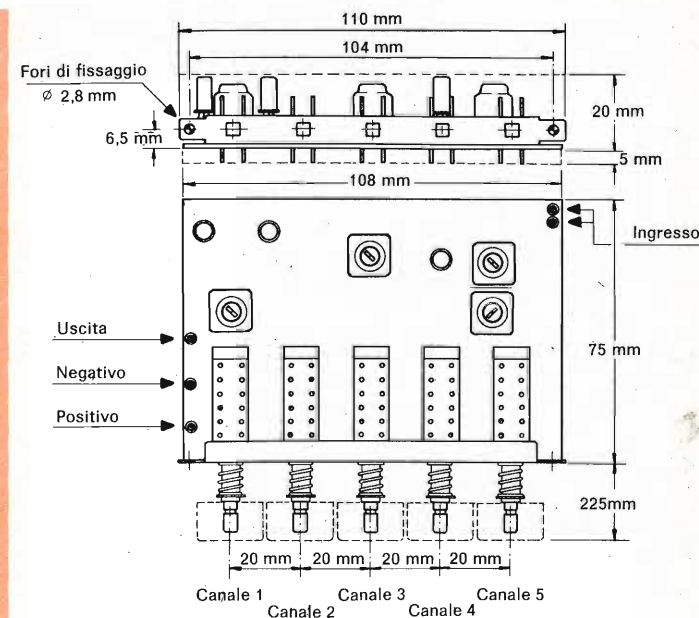
A questo punto tutti e cinque i canali sono allineati per quanto concerne i filtri a radiofrequenza.

Per il controllo della banda si modula una portante a 10 kHz e si ruota il nucleo della L_{26} per avere la massima uscita; si regola poi il reostato P_1 perché a 10 kHz si abbia la stessa tensione di uscita che a 1000 kHz.

Le caratteristiche di questo ricevitore sono:

Tensione di alimentazione:	**9 V**
Impedenza d'ingresso:	**150 Ω**
Impedenza d'uscita:	**220 Ω**
Sensibilità: portante modulata al 50% a 1000 Hz per V_G = 20 mV:	**V_u > 50 mV**
Differenza del livello d'uscita tra i diversi canali per V_i = cost:	**< 2 dB**
Banda passante entro ± 1 dB:	**20 ÷ 10.000 Hz**
Distorsione (portante modulata 90%):	**< 0,5%**
Rumore (0 dB = 50 mV):	**< 60 dB**
Diafonia (a 1000 Hz):	**> 60 dB**
Massimo segnale d'ingresso	**100 mV**
Corrente assorbita:	**4,5 mA**

Fig. 7 - Dimensioni d'ingombro e connessioni.

Si tarano i trasformatori premendo il tasto n. 3 sulla frequenza di questo canale. Si preme poi il tasto n. 5, si disinseriscono le capacità campione, si inseriscono le capacità C_1, C_{10} e C_{16}, collegando i « test point » e si regolano a questa frequenza i trimmer C_{p1}, C_{p2} e C_{p3}.

In fig. 6 è riportato lo schema di cablaggio, in fig. 7 le dimensioni d'ingombro e le connessioni.

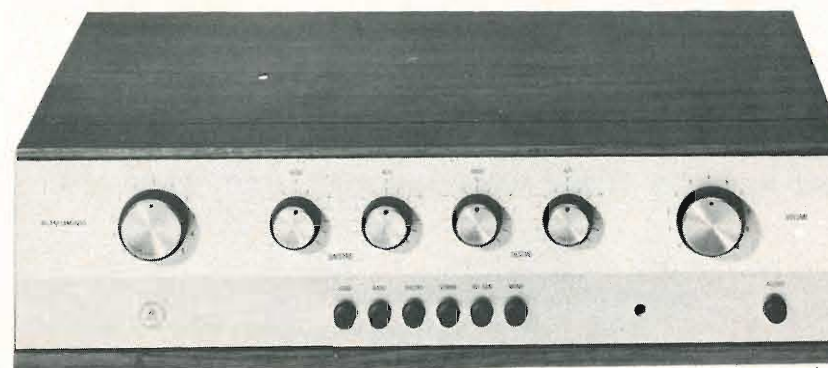
Tratto da « Applicazioni Tecniche Semiconduttori » della Mistral s.p.a.

G. Rossi

AMPLIFICATORE STEREO

SIEMENS ELA 94-01

10+10 W

NOTE DI SERVIZIO

Questo amplificatore, costruito dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens, è l'elemento ideale per la composizione di un impianto domestico ad alta fedeltà. L'impiego dei transistor ha reso possibile ottenere eccellenti caratteristiche di riproduzione in una realizzazione compatta, funzionale ed elegante. La potenza erogata senza distorsione, 10 W per canale, è sufficiente per la sonorizzazione di ambienti di medie dimensioni.

Le seguenti note di servizio sono state redatte dai laboratori della società costruttrice.

Strumenti necessari

A - Variatore di tensione 0 ÷ 250 V

B - Amperometro per c.c. 3 A f.s.

C - Amperometro per c.a. 1 A f.s.

D - Voltmetro elettronico per c.c.

E - Generatore B.F.

F - Voltmetro per c.a. 300 V f.s.

Controllo tensioni e consumi

Collegare l'amplificatore alla rete tramite il variatore di tensione A. Inserire tra i punti α e β l'amperometro B.

Predisporre:

a) Cambio tensioni su 220 V

b) Tasti in posizione di riposo

c) Variatore di tensione in posizione 0

d) Potenziometro di volume ruotato a sinistra

e) Interruttore di rete in posizione « acceso »

Aumentare gradualmente, tramite A, la tensione di alimentazione fino a 220 V. Verificare, nel contempo, che l'amperometro B indichi una corrente continua compresa tra 130 e 160 mA. Verificare che alla presa 220 V sia effettivamente presente tale tensione.

Verificare, inserendo opportunamente C, che la corrente alternata di alimentazione sia compresa tra 75 e 100 mA.

Verificare tramite D che la tensione ai capi di C 28 sia compresa fra 42 e 44 V, e la tensione ai capi di C 27 sia compresa tra 31 e 35 V.

Verifica dei punti di lavoro

Va effettuata solo in caso di mancato funzionamento, controllando, tramite il voltmetro elettronico D, che le tensioni fra collettore e massa (V_{CM}) ed emettitore e massa (V_{EM}) dei seguenti transistori siano comprese fra i limiti sotto indicati.

TRANSISTOR	V_{CM} - V	V_{EM} - V
Tr 1 - Tr 101	7,3 ÷ 9,1	3 ÷ 3,8
Tr 2 - Tr 102	8,5 ÷ 10,5	7,1 ÷ 8,9
Tr 3 - Tr 103	19 ÷ 23	8,5 ÷ 10,5
Tr 4 - Tr 104	9,4 ÷ 11,4	7,1 ÷ 8,9
Tr 5 - Tr 105	13,5 ÷ 16,5	9 ÷ 11
Tr 6 - Tr 106	13 ÷ 16	9 ÷ 11
Tr 7 - Tr 107	16 ÷ 19	31 ÷ 35
Tr 8 - Tr 108	30 ÷ 34	15,5 ÷ 18,5
Tr 9 - Tr 109	0,15 ÷ 0,19	15 ÷ 18
Tr 10 - Tr 110	31 ÷ 35	15 ÷ 18
Tr 11 - Tr 111	15 ÷ 18	0,45 ÷ 0,55 mV

Verificare inoltre che le tensioni ai capi dei seguenti condensatori siano comprese: su C_1 tra 15 ÷ 19 V, su C 18 tra 19 ÷ 23 V, su C 29 tra 30 ÷ 34 V.

Eseguito il controllo delle tensioni, ed eventualmente del punto di lavoro, si può togliere l'alimentazione, togliere l'amperometro B e ripristinare il collegamento $\alpha - \beta$.

Verifica del bilanciamento e del commutatore di funzioni

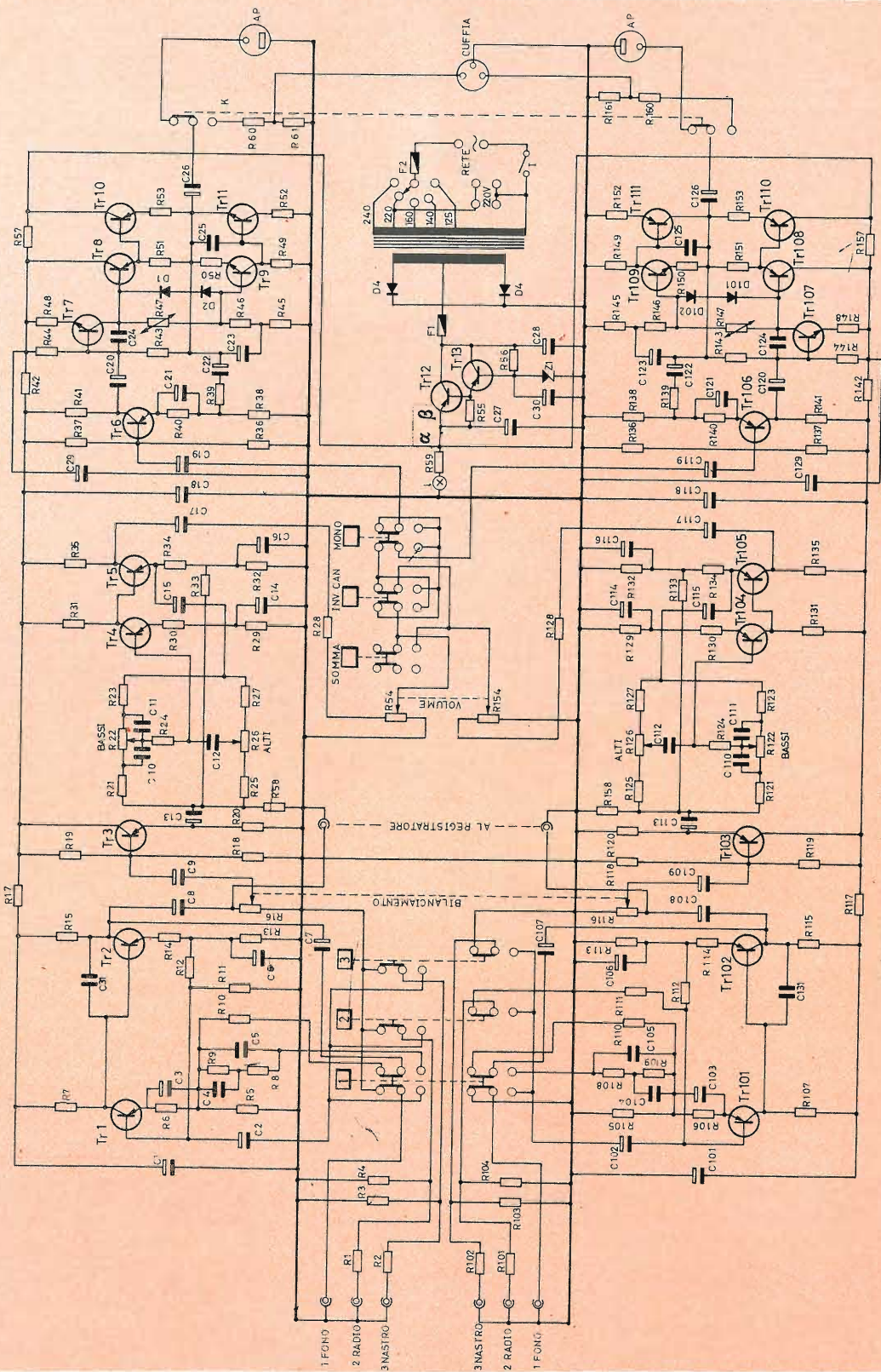
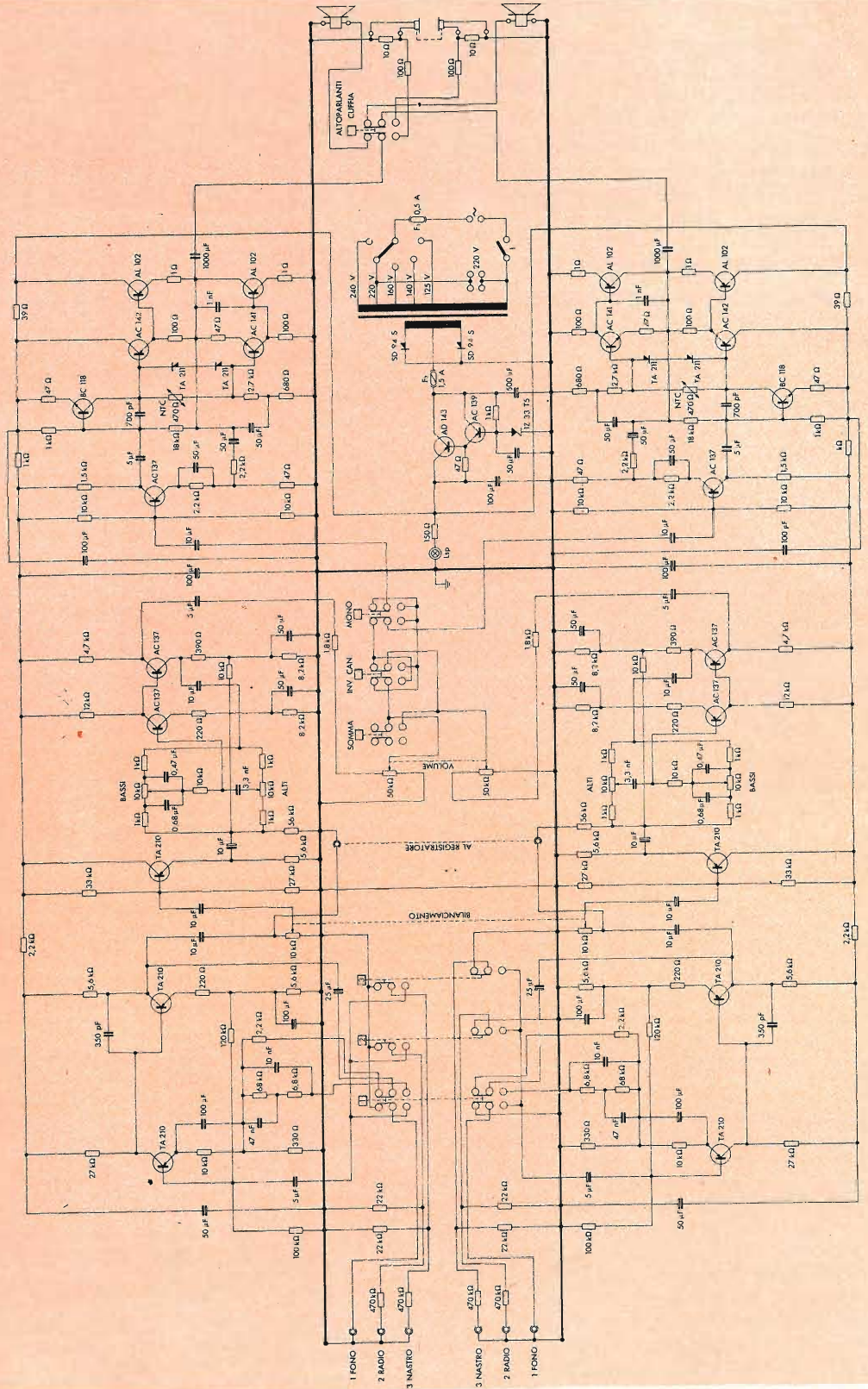
Collegare il generatore E, disposto sulla frequenza 1 kHz, all'ingresso « nastro » destro (oppure sinistro) ed il voltmetro F all'uscita destra (oppure sinistra).

Inserire come carico su ciascuna uscita una resistenza da 8 Ω ± 5% da 20÷25 W.

Predisporre il tasto « mono » in posizione di riposo e il tasto « nastro » in posizione di lavoro; inserire quindi l'alimentazione.

Regolare la tensione di E fino a leggere in F una tensione di 0 dB.

Verificare che ruotando il controllo di bilanciamento verso destra aumenti il livello indicato da F sul canale destro e viceversa, indi riportarlo in centro. Similmente controllare che premendo il tasto « Inv. can. » avvenga l'inversione delle uscite.

Portare in posizione di lavoro il tasto somma e verificare che la tensione indicata da F si riduca di 6 dB, indi riportare il tasto nella posizione primitiva.

Schema elettrico dell'amplificatore con le sigle dei componenti.

Lo stesso schema con i valori dei componenti.

Verifica della sensibilità e della diafonia

Collegare successivamente a tutti gli ingressi e per i due canali il generatore E (f = 1 kHz) e regolare di volta in volta la tensione fino a leggere su F — collegato al canale corrispondente — un livello di 9 V. In queste condizioni i livelli di ingresso devono essere compresi entro i limiti seguenti:

ingresso fono: 4 ÷ 6 mV

ingresso radio: 340 ÷ 400 mV

ingresso nastro: 340 ÷ 400 mV

Nelle condizioni precedenti verificare, tramite F, che il livello del segnale uscente dal canale opposto a quello di ingresso sia inferiore a — 20 dB.

Verificare inoltre che il livello presente all'uscita registratore del canale corrispondente a quello di ingresso sia compreso tra 70 e 90 mV; quindi, spostando l'apposito commutatore sulla posizione « cuffia » controllare che il livello presente in tale presa sia compreso tra 0,8 e 1 V.

Verifica della linearità

Per questa misura gli strumenti vanno disposti in maniera analoga a quella già adottata per verificare il bilanciamento. Quindi si regola la frequenza di E su 10 kHz, mantenendo costante la tensione.

Ruotando verso destra il controllo toni alti del canale destro la tensione indicata dallo strumento deve risultare compresa tra + 9 e + 11 dB rispetto al livello zero di riferimento; successivamente ruotando tutto a sinistra lo stesso potenziometro la tensione indicata deve risultare compresa tra — 8 e — 10 dB. Logicamente le stesse prove possono essere ripetute per il canale sinistro.

Similmente si procede per il controllo dei toni bassi, spostando però il generatore sulla frequenza di 100 Hz. In questo caso ruotando il controllo toni bassi tutto a destra si deve leggere una tensione compresa tra + 8 e + 10 dB; ruotandolo tutto a sinistra l'indicazione deve essere compresa tra — 8 e — 10 dB.

Per controllare meglio la linearità occorre anche collegare il generatore E all'ingresso fono, predisporre il tasto fono in posizione di lavoro e il controllo di volume al minimo. Regolato E per f = 1 kHz e livello V = — 30 dB, ruotare verso destra il controllo di volume fino a leggere una tensione d'uscita di + 10 dB.

Regolato E per f = 10 kHz e V = — 18 dB, l'uscita deve essere compresa tra + 9 e + 11 dB; regolato E per f = 100 Hz e V = — 43 dB, l'uscita deve essere compresa tra + 9 e + 11 dB.

Verifica del rumore di fondo

Togliere completamente le connessioni agli ingressi e ruotare verso sinistra il regolatore di volume: in queste condizioni il livello d'uscita deve essere inferiore a — 40 dB. Ruotare verso destra il controllo di volume e portare successivamente in posizione di lavoro i tasti fono e radio e verificare che, per ciascun ingresso e per ambo i canali, la tensione indicata non superi — 25 dB.

Come è noto, il sistema di televisione a colori NTSC adottata in America presenta alcuni inconvenienti nella ricerca della sintonia. Ora la Westinghause sta tentando di risolvere il problema inserendo negli apparecchi un circuito supplementare per il controllo della sintonia fine. Questo sovrappone due linee nere verticali sullo schermo: la linea di centro è stazionaria, l'altra si muove quando il controllo della sintonia fine è sincronizzato. Il dispositivo risulta particolarmente utile quando l'utente cambia canale e deve nuovamente sintonizzare il suo apparecchio, infatti le righe verticali rimangono visibili per circa uno o due minuti dopo l'inserimento del circuito, permettendo così un facile controllo o, se non altro, ricordano all'utente che l'apparecchio deve essere sintonizzato.
Sui televisori comunque verrà anche installato un commutatore per escludere il circuito, in modo da accontentare anche tutti coloro che non volessero mettere in pratica l'innovazione.

IL RUMORE DI FONDO NEGLI IMPIANTI HI-FI

Parte I

a cura di L. Biancoli

Da quando la tecnica elettronica ha consentito la registrazione e la riproduzione dei suoni, con una fedeltà maggiore di quella che era stato possibile ottenere con l'incisione e la lettura diretta, il rumore di fondo ha acquistato un'importanza progressivamente maggiore. Infatti, se una volta era accettabile una riproduzione accompagnata da crepitii e da ronzii di varia natura, oggi, chiunque ascolti una musica riprodotta desidera una riproduzione scevra di qualsiasi suono estraneo al brano registrato. Naturalmente, le fonti dalle quali possono provenire tali suoni sono innumerevoli, e possono sussistere sia all'esterno, sia all'interno dell'apparecchiatura di riproduzione. Di conseguenza, l'analisi integrale di tutte le possibili cause potrebbe formare l'oggetto di un intero volume. Tuttavia, nell'articolo che segue — che prende lo spunto da una nota apparsa su Haut Parleur — vengono esaminate alcune delle cause principali di rumore di fondo, che si verificano negli impianti di amplificazione di una certa qualità, con particolare riferimento a quelli contenenti — tra l'altro — un registratore a nastro.

Le qualità di un buon impianto di amplificazione, comprendente un riproduttore a nastro, dipendono in gran parte dal grado di perfezionamento degli elementi meccanici che lo compongono. Quando il suddetto grado di perfezionamento è soddisfacente, si ha l'assenza — o per lo meno la presenza solo in misura trascurabile agli effetti pratici — di instabilità, di tremolii, e di variazioni di velocità. Di conseguenza, agli effetti della fedeltà e della naturalezza dei suoni, restano da considerare le qualità elettriche ed elettroacustiche, vale a dire il responso alla frequenza, la distorsione, ed il **rapporto segnale-rumore.**

Quest'ultimo può essere considerato a ragion veduta più importante delle due caratteristiche che lo precedono, e merita pertanto la maggiore attenzione da parte dell'utente di un impianto.

Occorre in primo luogo precisare che non è affatto necessario possedere una competenza assai approfondita ed effettuare prove e misure molto laboriose, per accertare se un registratore presenti caratteristiche eccellenti, medie, o mediocri, e se il ronzio ed il rumore di fondo presentino un livello sonoro abbastanza ridotto, in rapporto a quello del segnale utile.

Il problema si presenta in modo particolare nei confronti della lettura di una registrazione effettuata su nastro, e ciò in quanto la relativa testina fornisce un segnale a frequenza acustica di livello assai ridotto. Di conseguenza, per rendere tali segnali suscettibili di eccitare un sistema di riproduzione che

fornisca una potenza sonora adeguata alle esigenze ambientali e personali, occorre sottoporli ad una adeguata amplificazione. In genere — comunque — anche per basse potenze di uscita, l'amplificazione necessaria è talmente elevata, da rendere piuttosto complessi i provvedimenti necessari affinché la stessa sezione di amplificazione non apporti — oltre al segnale utile — un certo livello apprezzibile di rumore di fondo. In pratica, l'intero problema si riduce a far sì che il livello del rumore di fondo risulti il più possibile impercettibile negli istanti in cui l'impianto funziona senza l'applicazione all'ingresso di un segnale utile, e totalmente impercettibile durante la riproduzione, anche nei passaggi musicali in cui la potenza sonora è minima.

Quanto più questa caratteristica corrisponde alle naturali esigenze dell'ascoltatore, tanto più l'impianto può essere considerato privo di rumore di fondo.

Durante la registrazione — per contro — in genere è possibile ottenere all'ingresso dell'amplificatore un segnale complesso, costituito dalle frequenze acustiche, avente un livello assai più elevato di quello che viene fornito dalla testina di lettura, a patto — beninteso — che si faccia uso di un microfono dotato di una buona sensibilità. In tal caso, la registrazione può essere effettuata con un minimo di amplificazione, per cui l'entità del problema del rapporto segnale-rumore è assai meno rilevante.

Adottando un livello di registrazione tale da determinare una distorsione armonica dell'ordine del 3%, un magnetofono di buona qualità dovrebbe consentire — al momento della lettura — un rapporto segnale-rumore, detto anche **rapporto dinamico**, dell'ordine di 55 decibel.

Se si prende invece per base di partenza una distorsione armonica pari soltanto al 2%, il suddetto rapporto può essere ridotto di 3 decibel, per cui scende al valore di 52 decibel. Se infine l'ammontare della distorsione armonica è ancora inferiore, pari cioè — ad esempio — all'1%, con caratteristiche quindi di classe abbastanza elevata, il rapporto si riduce ulteriormente di 3 decibel, ed assume pertanto il valore di 49 decibel.

In genere, è possibile verificare rapidamente ed in modo elementare la quantità di rumore di fondo presente nel segnale di uscita di un registratore di tipo comune, predisponendo sullo stesso un nastro pre-registrato, recante segnali a frequenza acustica a basso livello di ampiezza. I rumori parassiti ed il ronzio che si producono internamente ai circuiti di amplificazione devono presentare il medesimo livello in rapporto al segnale utile, che sussiste — ad esempio — nel caso di un sintonizzatore a modulazione di frequenza. Nei casi più sfavorevoli — inoltre — i rumori provenienti dal registratore non devono presentare un'ampiezza maggiore rispetto al segnale utile, di quella che sussiste appunto nel caso del sintonizzatore per modulazione di frequenza.

Un secondo metodo per verificare il rumore di fondo consiste nell'impiegare — al momento della riproduzione — un nastro vergine o le cui eventuali precedenti registrazioni siano state opportunamente cancellate. Qualora il rumore predominante sia costituito dal soffio tipico del nastro, cosa facilmente verificabile mediante il semplice ascolto del suono prodotto dall'amplificatore senza segnale di ingresso, col metodo dell'arresto improvviso del nastro in movimento, si può ritenere che l'apparecchiatura presenti un rapporto soddisfacente segnale-rumore, agli effetti della riproduzione.

È altrettanto utile verificare la produzione dei rumori di fondo in fase di registrazione, e — a tale scopo — è necessario eseguire una registrazione impiegando una sorgente di segnale a livello elevato, come — ad esempio — un sintonizzatore a modulazione di frequenza, oppure un microfono di tipo

piezoelettrico. Maggiore è la sensibilità del microfono, vale a dire maggiore è l'ampiezza dei segnali elettrici che esso è in grado di fornire in rapporto ad un determinato livello sonoro della sorgente, maggiore è il rapporto che il segnale stesso presenterà nei confronti del rumore.

Per eseguire questa pratica valutazione occorre servirsi di un microfono di sensibilità media, pari all'incirca a — 55 decibel, operando su di una gamma di frequenze sufficientemente ridotta; al momento della riproduzione, il rapporto tra il segnale utile ed il segnale rumore deve essere approssimativamente paragonabile a quello che si ottiene con un sintonizzatore.

Un riproduttore a nastro che — quando è in perfette condizioni di funzionamento — presenti sotto questo aspetto una qualità apprezzabile, può col tempo presentare dei difetti in funzione del naturale invecchiamento.

A questo punto, è bene precisare quali siano i metodi pratici che è possibile adottare per conseguire un miglioramento del suddetto rapporto, che condiziona la qualità della riproduzione musicale ottenuta.

SCELTA DELLE VALVOLE

È universalmente noto che, col progredire della tecnica di fabbricazione e di impiego dei semiconduttori, il numero delle apparecchiature utilizzanti transistori in sostituzione delle valvole termoioniche, ed in particolare i modelli portatili, stanno sempre più prendendo il sopravvento nelle produzioni industriali. Esistono tuttavia ancora numerosi modelli di buona qualità, equipaggiati completamente o solo in parte con valvole termoioniche. Esistono inoltre numerosi modelli più o meno superati, che vengono tuttora impiegati con completa soddisfazione da parte dell'utente.

Chiunque abbia dimestichezza con i problemi della tecnica elettronica, sa certamente che tra una valvola ed un'altra, sia pure del medesimo tipo, come pure tra un transistore e un altro, esistono inevitabilmente alcune differenze nelle caratteristiche statiche e dinamiche, dovute ai metodi impiegati per la produzione in serie. Questo è il motivo per il quale tra una valvola e l'altra è possibile constatare differenze agli effetti della produzione del soffio e del rumore di fondo, cosa che si verifica peraltro anche nei confronti dei transistori.

Sotto questo aspetto, la valvola più importante è quella che assolve la funzione di primo stadio di amplificazione. Ciò è del tutto ovvio se si considera che i segnali da essa elaborati subiscono la amplificazione da parte di tutti gli stadi successivi: di conseguenza, se essa è sorgente di rumori parassiti di qualsiasi natura, questi vengono amplificati ulteriormente dagli stadi che seguono, unitamente al segnale utile.

Allo scopo di ridurre alla minima entità i rumori parassiti, è dunque opportuno avere a disposizione tre o quattro esemplari della valvola in questione, per sperimentarle al fine di scegliere quella che fornisce il risultato più soddisfacente. Per questo motivo, nella maggior parte degli amplificatori, è facile constatare che si è ricorsi all'impiego del medesimo tipo di valvola per un certo numero di stadi di amplificazione: ciò permette di scegliere fra le diverse usate, quella che, impiegata come primo stadio, consente di ottenere il livello più basso dei rumori parassiti. Infatti, qualora esistano tre stadi impieganti il medesimo tipo di valvola, nulla impedisce di trovare per tentativi quella delle tre che maggiormente soddisfa le esigenze relative al primo stadio. Se una di esse determina per qualsiasi motivo una maggiore quantità di rumore di fondo, l'inconveniente risulta assai meno pronunciato se essa viene montata come secondo o terzo stadio.

In linea di massima, è sufficiente il controllo mediante ascolto diretto, per

eliminare una valvola che produca un rumore di fondo eccessivo; tuttavia, ove si desideri effettuare una selezione accurata tra diversi esemplari che presentano il suddetto inconveniente, tali cioè da produrre livelli di rumore di fondo che si differenziano tra loro soltanto di qualche decibel, può verificarsi l'opportunità di misurare il livello di uscita dell'amplificatore con l'ausilio di un voltmetro elettronico. Con questo metodo, risulta possibile determinare con molta precisione le caratteristiche dinamiche della valvola agli effetti del rumore di fondo, beninteso a patto che l'amplificazione ottenuta sia di normale entità.

L'amplificatore può essere controllato rapidamente su di un registratore, impiegando un nastro di prova pre-registrato, recante un segnale a livello costante, e misurandone il livello di uscita relativo a diversi esemplari di valvole installate come primo stadio di amplificazione.

In base al medesimo principio, ed in particolare nei confronti dei registratori di vecchio tipo, può essere interessante ricorrere al metodo della sostituzione, impiegando — ad esempio — una valvola del tipo ECC83 o EF86, in sostituzione di una valvola di tipo superato, quale la 12AX7.

INVERSIONE DELLA SPINA

In genere, uno dei due poli della presa di ingresso della tensione alternata di rete, mediante la quale viene alimentata l'apparecchiatura elettronica, è collegata a massa tramite una capacità dell'ordine di 10.000 picofarad, allo scopo di costituire un collegamento a terra dell'impianto di amplificazione, agli effetti delle componenti alternate che si desidera eliminare dal segnale utile.

Occorre però considerare che — negli impianti in cui l'amplificazione è notevole — spesso si producono rumori di fondo a causa della presenza di campi magnetici alla frequenza di rete, o di campi elettrostatici, che vengono captati dagli stadi di amplificazione, o da componenti che ne fanno parte.

Ciò premesso, dal momento che attraverso la capacità di cui si è detto il telaio metallico dell'amplificatore viene ad avere un certo potenziale alla frequenza di rete, può accadere che il suddetto potenziale venga a trovarsi in fase con il segnale parassita captato dagli stadi o da qualche componente non adeguatamente schermato. Se ciò accade, la presenza del condensatore collegato tra un polo della rete e la massa determina un aumento del rumore di fondo, anziché una diminuzione.

Quando questo caso fortuito si verifica, l'effetto può essere eliminato assai facilmente, mediante la semplice inversione della posizione della spina bipolare iserita nella presa di corrente. Infatti — mediante questa semplice operazione — i due segnali di ronzìo che risultavano precedentemente in fase tra loro, vengono a trovarsi invece in opposizione di fase, con la conseguente reciproca eliminazione. In tal caso, il segnale parassita risultante, anziché avere un'ampiezza pari alla somma dei due segnali, avrà un'ampiezza pari alla loro differenza, a tutto vantaggio della qualità di produzione.

Anche l'esito di questo provvedimento può essere facilmente riscontrato con un semplice controllo diretto. Basta infatti mettere in funzione l'amplificatore senza alcun segnale di ingresso, ed ascoltare i suoni eventualmente prodotti dall'altoparlante, quando il volume è predisposto su di un livello prossimo al massimo, e quando l'eventuale controllo delle note gravi è predisposto sulla massima esaltazione. Se si ode un ronzìo avente la frequenza tipica della corrente alternata di rete, basterà invertire come si è detto la presa di corrente, e scegliere quella posizione che determina il ronzìo meno pronunciato.

Occorre però precisare che — in alcuni tipi di amplificatori di buona

qualità — esiste un controllo denominato **anti-ronzìo**, predisposto in modo da inserire volutamente un segnale alla frequenza di rete che viene sovrapposto al segnale utile. Tale controllo permette di variare la fase e l'ampiezza del segnale introdotto, in modo da renderlo in opposizione di fase rispetto al segnale di ronzìo esistente, con la conseguente eliminazione di entrambi. Ove questo controllo esista, occorrerà — unitamente all'inversione della spina — effettuare la relativa regolazione, onde scegliere quella posizione rispetto alla rete, e quella posizione del controllo suddetto, che consente il livello meno apprezzabile del rumore di fondo.

LO SCHERMAGGIO

Il primo stadio di amplificazione, quando consiste in una valvola termoionica, può essere schermato, ed anzi — molto spesso — è necessario che lo sia, per proteggerlo contro i campi magnetici ed elettrostatici che potrebbero introdurre segnali parassiti.

Nei casi in cui si usa uno schermo protettivo, esso deve far capo a massa tramite un contatto elettrico a bassissima resistenza, che può consistere nel supporto della valvola, o in qualche altro sistema altrettanto efficace. Se il collegamento a massa non è presente, o ha una certa resistenza, lo schermo può risultare inefficace, e può persino essere di per sé la causa della presenza di rumore di fondo.

Perché lo schermo presenti la massima efficacia, è bene che sia realizzato in mumetallo, o in altro materiale magnetico a forte permeabilità. Troppo spesso — infatti — viene ignorato il particolare che una valvola **magnetizzata**, specie se usata come primo stadio, può essere causa della presenza di un forte ronzìo.

Sebbene sia sempre possibile provvedere alla sua smagnetizzazione, mediante un apposito apparecchio denominato per l'appunto **smagnetizzatore**, occorre però adottare particolari precauzioni onde evitare che tale apparecchio venga a trovarsi troppo vicino alla testina di cancellazione. Se ciò accadesse, si verificherebbe un'azione diretta di natura meccanica sugli elettrodi.

Anche uno schermo può essere fonte di ronzìo, e spesso questa eventualità viene trascurata, sebbene sia possibile in determinati casi effettuare la smagnetizzazione con un mezzo di fortuna o di tipo commerciale, il cui impiego è sempre consigliabile per la manutenzione delle testine magnetiche.

PRECAUZIONI PER LE CONNESSIONI DELLE TESTINE MAGNETICHE

Spesso nei registratori magnetici si fa uso di una piastrina separata, eventualmente recante uno stadio di preamplificazione, che deve essere collegata all'amplificatore di un impianto sonoro. In tal caso, si impiega un amplificatore di controllo per assicurare l'amplificazione necessaria, nonché per effettuare la compensazione del segnale fornito dalla testina di lettura. In queste applicazioni, è necessario studiare a fondo la natura e la disposizione del cavetto schermato che collega la testina all'ingresso dell'amplificatore.

Se questo cavetto scorre in prossimità di conduttori percorsi dalla corrente alternata di un trasformatore di alimentazione, di un rettificatore, o di accensione di un filamento, i fenomeni di induzione, ovviamente inevitabili, determinano la presenza di correnti indotte che — a loro volta — si manifestano all'uscita sotto forma di un fastidioso ronzìo. Qualsiasi segnale parassita proveniente da quel cavetto — infatti — agisce sul primo stadio di amplificazione esattamente come il segnale utile, in modo particolare se la sua frequenza è pari a quella di rete a 50 Hertz, o al doppio della stessa (100 Hertz).

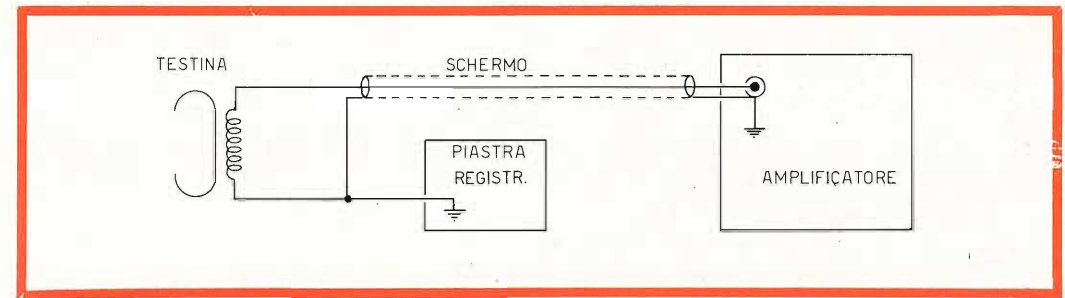



Fig. 1 - Collegamento a massa della piastrina recante il circuito supplementare, tramite la calza metallica del cavetto schermato facente capo alla testina di lettura.

A volte, si presenta anche un fenomeno noto col nome di **diafonia**, quando il cavo facente capo ad una testina di lettura passa in prossimità di un altro conduttore, percorso da un segnale a livello elevato, come potrebbe essere quello proveniente da un sintonizzatore. Questo fenomeno spiega per quale motivo — a volte — durante l'ascolto di un nastro accade di udire contemporaneamente un programma radiofonico, sebbene esso non sia collegato direttamente ad un ricevitore.

Sia che si tratti di un amplificatore completo, sia che si tratti semplicemente di un dispositivo di controllo collegato alla piastra meccanica del registratore, è sempre necessario eseguire una **perfetta connessione di massa** tra la suddetta piastra e l'amplificatore, così come si può osservare alla **figura 1**. La presenza o meno del ronzìo, e la sua eventuale intensità, dipendono in gran parte dalla cura con cui questo collegamento viene realizzato in pratica: a tale scopo, anziché utilizzare una presa di massa separata, è in genere consigliabile adottare la soluzione illustrata alla **figura 2**, che differisce dalla figura precedente proprio in relazione al collegamento di massa tra la testina e la piastra.

Nel caso della figura 2 — infatti — la testina di lettura non viene collegata a massa direttamente sulla piastrina, bensì fa capo alla presa di massa del raccordo di ingresso dell'amplificatore.

Si tenga comunque sempre presente che — qualora per una erronea misu-

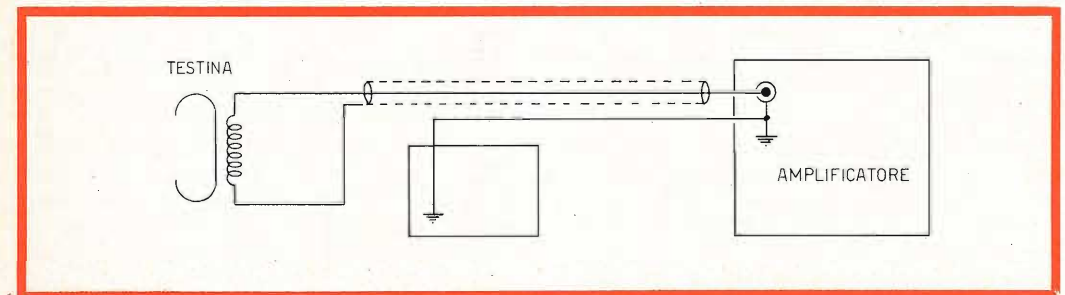



Fig. 2 - In questo caso, il collegamento a massa della piastrina separata viene effettuato separatamente, mediante un apposito cavetto, anziché attraverso la calza del cavetto schermato.

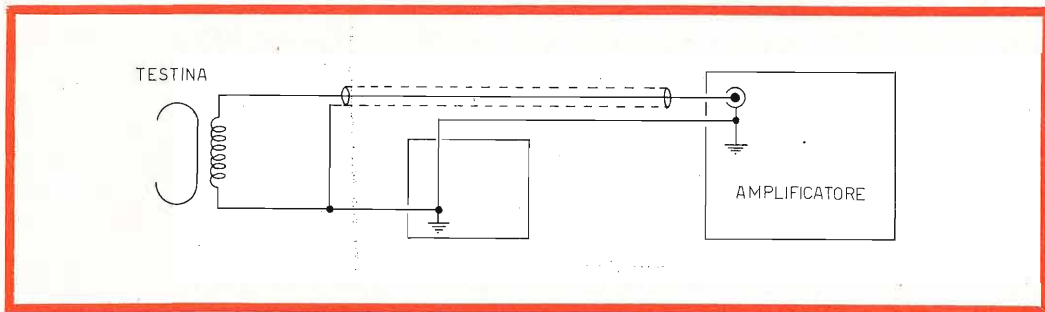



Fig. 3 - Il metodo di effettuare il collegamento a massa sia attraverso la calza metallica del cavetto schermato, sia mediante un collegamento separato, può aumentare il rumore invece di ridurlo.

ra precauzionale si adottasse un doppio collegamento di massa, di cui uno facente capo alla piastrina che supporta il dispositivo di controllo, ed uno all'ingresso dell'amplificatore (vedi **figura 3**) — è assai facile creare in tal modo una specie di spira, perfettamente suscettibile di captare campi magnetici o elettrostatici alla frequenza della tensione alternata di rete. In tali condizioni, è del tutto ovvio che la situazione peggiora anziché migliorare.

LA DISPOSIZIONE DEI CONDUTTORI

Assai spesso, la presenza di un rumore di fondo di intensità rilevante, e quindi fastidiosa, è dovuta all'erronea sistemazione del cavetto che collega l'uscita della testina di lettura all'ingresso dell'amplificatore. Precisiamo però che — nella maggior parte dei casi — non si tratta dell'intero cavetto di collegamento, bensì del tratto di **conduttore attivo**, che si trova all'interno dello stesso amplificatore.

Infatti, se questo tratto, per quanto breve, viene a trovarsi in prossimità dei conduttori che portano la corrente alternata di accensione del filamento del primo stadio, o qualsiasi altra corrente alternata, si verifica inevitabilmente un accoppiamento induttivo che determina la presenza di un forte rumore di fondo, dovuto alla forte amplificazione che il segnale indotto subisce ad opera degli stadi successivi.

A volte, in simili circostanze, è possibile attenuare o eliminare l'inconveniente mediante piccoli spostamenti, provati per tentativi, sia del conduttore di ingresso, sia del conduttore percorso dalla corrente alternata che produce l'interferenza.

IL POTENZIOMETRO DI COMPENSAZIONE ANTI-RONZIO

Da molti anni sussiste l'abitudine di effettuare il collegamento a massa del circuito di accensione dei filamenti, tramite una presa centrale praticata sul relativo secondario del trasformatore di alimentazione, anzichè collegando a massa una estremità dello stesso.

Il lettore rammenterà certamente che — col vecchio sistema — i due conduttori recanti la corrente di accensione vengono intrecciati tra loro, in modo che i due campi magnetici alternati prodotti da entrambi abbiano esattamente la medesima intensità, ma fase opposta, eliminandosi così a vicenda, ed impedendo le interferenze rispetto ai collegamenti percorsi dal segnale utile.

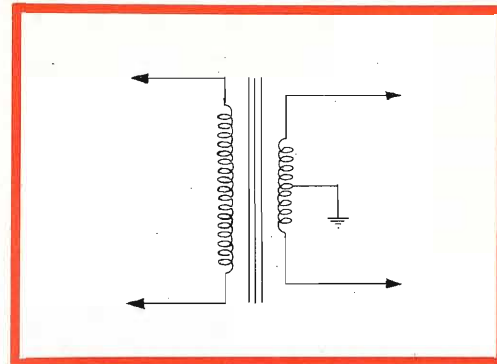



Fig. 4 - Metodo comunemente adottato per collegare a massa il punto a tensione zero del circuito di accensione dei filamenti, tramite la presa centrale del secondario di accensione.

Oltre a ciò, il collegamento a massa di una delle due estremità del secondario di accensione mette praticamente al potenziale di massa il filamento di ogni valvola alimentata, agli effetti della tensione anodica, il che contribuisce a diminuire il ronzio, in determinate condizioni.

Occorre però considerare che — in tal caso — al potenziale continuo di massa applicato ai filamenti viene ad aggiungersi anche il potenziale a corrente alternata della tensione di accensione. Se da un lato ciò non provoca inconvenienti nei comuni radioricevitori, per contro può dare adito alla presenza di rumore di fondo negli impianti di amplificazione a Bassa Frequenza di una certa potenza. A ciò, si è dunque rimediato adottando il metodo illustrato alla **figura 4**, consistente appunto nella connessione a massa della presa centrale del secondario di accensione.

Tuttavia, nei casi in cui le esigenze sono ancora maggiori, è opportuno adottare in sostituzione il metodo illustrato alla **figura 5**, nella quale il collegamento a massa della presa centrale viene interrotto. In sostituzione, viene collegato a massa il cursore di un potenziometro lineare a filo, del valore approssimativo di 200 ohm, collegato in parallelo al circuito di accensione. Con questo sistema, variando la posizione del cursore, è possibile variare l'ampiezza e la fase del potenziale alternato applicato ai filamenti rispetto a massa. Questo è appunto il potenziometro di compensazione anti-ronzio, che viene regolato in fase di messa a punto dell'impianto, e che quindi non deve essere necessariamente a portata di mano dell'utente come gli altri comandi.

ALIMENTAZIONE DEI FILAMENTI IN CORRENTE CONTINUA

Un altro utilissimo provvedimento, comunemente adottato negli impianti di qualità elevata, per eliminare una delle principali cause di rumore di fondo, è l'alimentazione in corrente continua dei primi stadi di amplificazione.

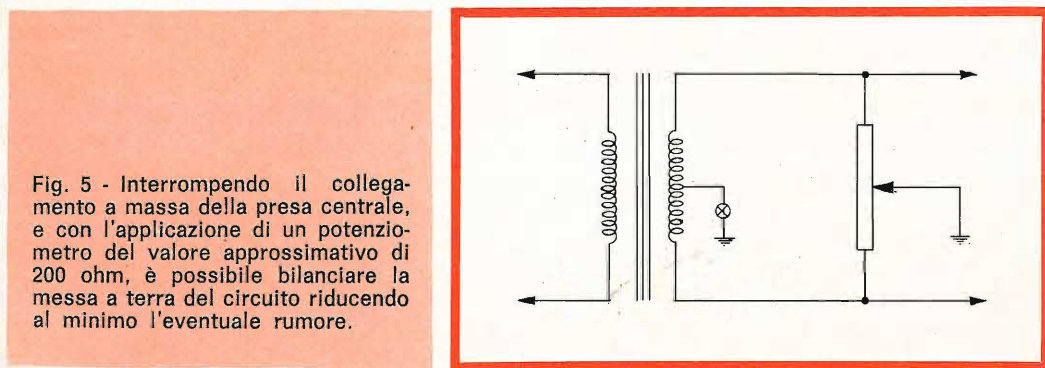
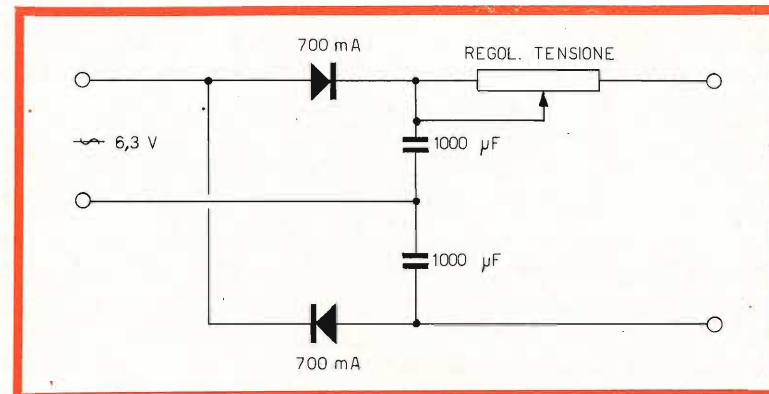



Fig. 5 - Interrompendo il collegamento a massa della presa centrale, e con l'applicazione di un potenziometro del valore approssimativo di 200 ohm, è possibile bilanciare la messa a terra del circuito riducendo al minimo l'eventuale rumore.

Fig. 6 - Esempio tipico di circuito rettificatore, per effettuare l'alimentazione in corrente continua dei filamenti dei primi stadi di amplificazione. Questo è uno dei principali metodi per ridurre il rumore di fondo alla frequenza di rete negli impianti di amplificazione ad alta fedeltà.

In genere, questo sistema viene adottato solo per gli stadi di pre-amplificazione, ma a volte viene esteso fino agli stadi che precedono l'eccitazione dello stadio finale.

Naturalmente, è un metodo più costoso e più complesso, soprattutto in quanto implica l'impiego di componenti supplementari, come si può osservare nel circuito che riportiamo a titolo di esempio alla **figura 6.** In esso, la tensione alternata a 6,3 volt viene rettificata ad opera di due diodi a cristallo, che consentono il passaggio di una corrente di 700 milliampère (in relazione naturalmente all'intensità della corrente assorbita dal circuito di accensione che si intende alimentare in corrente continua), e filtrata mediante due condensatori elettrolitici a bassa tensione di lavoro (dell'ordine cioè di 10 volt), aventi una capacità di 1.000 microfarad.

In serie all'uscita di questo circuito rettificatore è previsto un reostato a filo, che può essere del valore di 10-30 ohm, e di wattaggio proporzionale alla potenza in gioco, che ha il compito di permettere la regolazione della tensione continua ottenuta, con la maggiore esattezza possibile.

Naturalmente, la tensione e la corrente possono variare, a seconda del numero e delle caratteristiche delle valvole che costituiscono l'amplificatore.

Il Dipartimento di Polizia della città di New York, ha stabilito di aggiungere delle telecamere ai suoi elicotteri, per poter trasmettere le immagini relative alle condizioni del traffico al proprio quartier generale.
Il presente metodo a voce è pressocché insufficiente quando si tratta di descrivere con molte parole una determinata scena, mentre invece le immagini televisive, ricevute dagli elicotteri, danno agli ufficiali di polizia una visione ben dettagliata su ciò che sta accadendo; tali immagini possono essere registrate su un nastro o filmate; così sia il traffico che particolari momenti di affollamento vengono affrontati da numerosi elicotteri che sorvolano le parti più critiche della città.
Poiché la maggior parte degli ingorghi del traffico avvengono al mattino o durante le ore serali, quando l'illuminazione è insufficiente, vengono usate telecamere con speciali tubi da ripresa estremamente sensibili, che sono protetti contro i raggi solari diretti.
Il montaggio della telecamera richiede una particolare attenzione: l'inclinazione e la messa a fuoco vengono controllati da un operatore. Un altro problema è la trasmissione del segnale TV verso la base. A New York, la trasmissione può subire impedimenti persino ad altitudini di un centinaio di metri; per questo motivo vengono usate per le prime prove antenne pluridirezionali poste su entrambi i lati dell'elicottero.

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

L'ANELLO SENSIBILE DI HERTZ

Si descrive nel nostro articolo un anello sensibile di Hertz, di semplice realizzazione e che renderà, speriamo, numerosi servizi agli amatori per la messa a punto dei loro trasmettitori a transistor.

Pensiamo che tutti coloro che si dilettano di trasmissioni e ricezioni radio conoscano questo piccolo accessorio che può rendere numerosissimi servizi nel loro lavoro, considerando la sua estrema semplicità. In fig. 1 riportiamo lo schema di principio dell'anello di Hertz.

Il principio sul quale si basa il funzionamento dell'anello di Hertz è molto semplice; infatti è basato esclusivamente sul principio di un amperometro termico di tipo speciale. Se mettiamo l'anello di Hertz nella zona interessata dalle irradiazioni di un circuito oscillatore ad alta frequenza, notiamo che l'anello di filo conduttore assorbe una energia tanto maggiore quanto più è vicino al circuito oscillatore, vale a dire che l'anello è accoppiato con il circuito stesso.

Nell'anello di Hertz viene così a formarsi una corrente di radio frequenza che attraversa il filamento della lampadina; quando si ha una energia sufficiente questa viene portata all'incandescenza e si illumina.

Come ci si può rendere conto l'anello di Hertz fa le funzioni di un vero apparecchio di misura, in quanto permette di rilevare la presenza o l'assenza di oscillazioni di alta frequenza e allo stesso tempo di rendersi conto del buon funzionamento di un trasmettitore avvicinando semplicemente l'anello sensibile al circuito oscillante.

Con questo semplice anello, si possono effettuare delle misure molto precise della potenza irradiata calibrando il circuito e procedendo mediante il metodo del confronto della illuminazione della lampadina.

L'anello di Hertz ha però anche dei difetti come per esempio quello di essere poco sensibile e consumare di conseguenza parte della potenza RF a scapito del circuito studiato, questo consumo d'energia rende falsa la misura. Il difetto riscontrato per l'anello di Hertz si può considerare alla pari con i difetti che si riscontrano in generale negli apparecchi di misura.

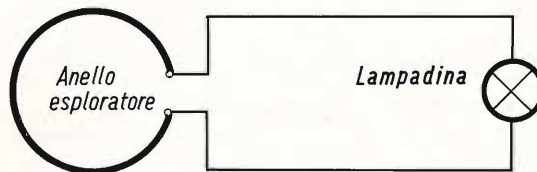



Fig. 1 - Circuito base dell'anello di Hertz. La lampadina è da 6 V - 40 mA.

Ricordiamo però che è sempre più difficile adattare uno strumento di misura in quanto, quando viene applicato al punto del circuito che si deve controllare, esso deve rispondere a delle caratteristiche interne ben determinate per non modificare i parametri del circuito in prova. Di conseguenza un voltmetro dovrà avere una resistenza interna più grande possibile e perciò si dovrebbe utilizzare un voltmetro a valvola. Al contrario di quanto si è detto per il voltmetro, un amperometro dovrà avere una resistenza interna quasi nulla poichè esso deve essere collegato in serie al circuito in prova.

Come si può constatare tutte queste precauzioni non esistono, in quanto il nostro strumento dà una semplice indicazione visuale dovuta alla lampadina; la zona di potenza persa può essere considerata quella che va dalla potenza nulla alla potenza corrispondente alla illuminazione minima della lampadina, che può tuttavia essere apprezzata ad occhio.

Per effettuare la misura si possono fare delle osservazioni della luminosità della lampadina in un campo che va dal rosso scuro (valore P_o) al bianco brillante.

Si deve notare che la potenza P_o viene dunque tolta al circuito oscillante come semplice perdita poichè essa non dà alcuna indicazione visuale.

Come si può facilmente capire non si potrà impiegare l'anello di Herz per il controllo di alcuni trasmettitori a transistor che sviluppano una potenza RF relativamente bassa.

Per ovviare a questo inconveniente e aumentare la sensibilità dell'anello si dovrebbe evidentemente utilizzare una lampadina avente un consumo più basso possibile per ridurre di conseguenza il limite di potenza P_o. Come seconda possibilità si può fare in modo che la potenza P_o venga fornita alla lampadina per mezzo di un circuito esterno ad essa collegato, per esempio un circuito a corrente continua alimentato a pila. In questo caso dunque le due sorgenti d'energia sovrapporranno i loro effetti sul filamento della lampadina, e precisamente la sorgente a corrente continua (pila) farà circolare una corrente destinata a portare il filamento al limite della visibilità fornendo così allo stesso tempo la potenza P_o precedentemente considerata; la seconda sorgente formata dalla corrente RF, per la vicinanza del circuito oscillante, aggiungerà la sua azione a quella della corrente continua della pila aumentando così la luminosità della lampadina (vedere fig. 2). Scegliendo questo circuito, bisogna fare molta attenzione a non cortocircuitare le due sorgenti, in quanto la pila troverà nell'anello di filo una resistenza nulla per quanto riguarda la corrente continua che essa sviluppa e si troverà di conseguenza in cortocircuito.

La corrente RF, da parte sua, invece di consumare la sua energia per accendere la lampadina, troverà un cammino più facile nell'attraversare la pila che come è noto ha una resistenza interna bassa. In questo modo le due correnti dovranno attraversare entrambe il filamento della lampadina.

Per quanto riguarda la corrente continua, la cosa è abbastanza semplice in quanto basterà collegare un condensatore di buona qualità in serie fra l'anello e la lampadina, questo non lascerà passare la componente continua dell'energia sviluppata dalla pila.

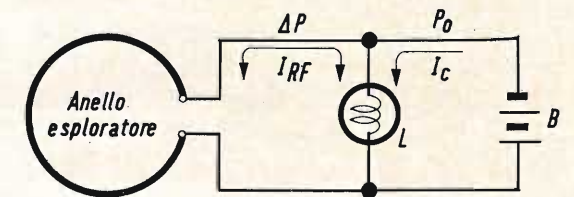



Fig. 2 - Principio dell'aumento della sensibilità dell'anello di Hertz.

Per quanto riguarda invece la corrente RF si impiegheranno due induttanze d'arresto classiche che con la loro impedenza si opporranno a tutte le perdite di energia RF riscontrate nel circuito della pila.

In fig. 3 viene rappresentato lo schema definitivo dell'anello di Hertz. Il piccolo potenziometro P funziona da regolatore della potenza sviluppata dal circuito in continua per portare la lampadina dal

rosso scuro al limite di visibilità; per una lampadina classica da 6 V - 0,04 A corrisponde a una potenza dell'ordine di 100 mW.

La realizzazione dell'anello di Hertz richiede dunque, come si può vedere, dei

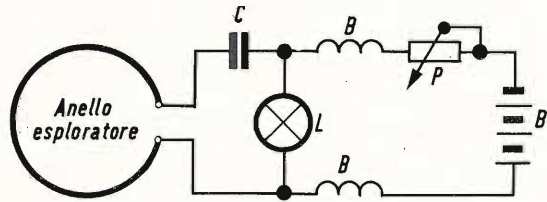



Fig. 3 - Schema definitivo dell'anello di Hertz. L'anello è in filo argentato del diametro di 20/10 di mm; C = condensatore da 1000 pF a mica; L = lampadina da 6 V - 0,04 A; B = bobine di arresto: 60 spire avvolte su un mandrino di 6 mm di diametro; P = potenziometro da 500 Ω montato come reostato; la pila è da 4,5 V.

mezzi molto modesti e noi passeremo rapidamente alla descrizione della realizzazione pratica, del restro estremamente semplice. Una piccola piastrina di plexiglas o di bakelite servirà da supporto all'anello esploratore e alla lampadina permettendo allo stesso tempo una comoda manipolazione dei comandi. L'anello è costituito di filo argentato avente un diametro di 20/10 di mm esso viene messo in forma su un mandrino di 20 mm di diametro. Bisogna tener presente che tutti questi dati non sono critici.

Il condensatore è del tipo a mica da 1000 pF.

Per quanto riguarda le bobine d'arresto RF, si devono scegliere del tipo adatto alla frequenza sulla quale l'anello lavora, cioè 27,12 MHz, 72 MHz, o 114 MHz (vedere fig. 4).

Se il circuito lavora a 72 MHz, le induttanze d'arresto devono essere costruite nel modo seguente: si avvolge, a spire affiancate, una bobina di circa 60 spire di filo di rame smaltato avente un diametro di 6 mm e terminante con due fili di collegamento.

Se i circuiti lavorano con altre frequenze, è sufficiente realizzare delle bobine identiche a quelle impiegate nel circuito RF del trasmettitore che si vuole controllare.

Fig. 4 - Esempio di montaggio pratico dell'anello di Hertz.

Il potenziometro P è da 500 Ω a filo; infine per agevolare il collegamento del circuito alla pila (tipo normale da 4,5 V) si sono previsti due fili isolati muniti di pinze a coccodrillo.

COSTRUZIONE DI UN MICROFONO A NASTRO

Parte I

di L. Biancoli

In qualsiasi apparecchiatura di riproduzione sonora diretta, come un amplificatore o un registratore, è solitamente indispensabile disporre di un microfono, mediante il quale le vibrazioni sonore prodotte dalla fonte originale vengono trasformate in oscillazioni elettriche di ampiezza e frequenza variabili, suscettibili di amplificazione.
In genere, per chi usa un'apparecchiatura del tipo suddetto, è assai facile servirsi del microfono fornito a corredo della stessa, o di un microfono appositamente acquistato. Tuttavia, per quanto buono e fedele esso sia, non avrà mai il valore — almeno dal punto di vista... sentimentale — di un microfono auto-costruito, e per giunta funzionante in modo ineccepibile. La costruzione dei microfoni implica una conoscenza teorico-pratica particolare, ed inoltre la disponibilità di una notevole attrezzatura. Tuttavia, nel caso del microfono a nastro, la sua realizzazione è assai più semplice. Per questo proponiamo la seguente idea, che è già stata tradotta in pratica più volte con notevole successo.

Tra i vari tipi di microfoni, quello comunemente denominato « a nastro » si distingue per la sua singolare semplicità, nonché per la qualità delle sue prestazioni. Infatti, a differenza del microfono piezo-elettrico e di quello a bobina mobile, non risente delle condizioni atmosferiche (umidità, temperatura, pressione, ecc.), per cui si presta all'impiego consueto senza troppe limitazioni. Oltre a ciò, esso presenta il vantaggio di una discreta sensibilità, e di una fedeltà notevole, a patto che si trovi ad una certa distanza dalla sorgente sonora.

La caratteristica principale che distingue il microfono a nastro — comunque — consiste nella sua sensibilità bi-direzionale. Per intenderci me-

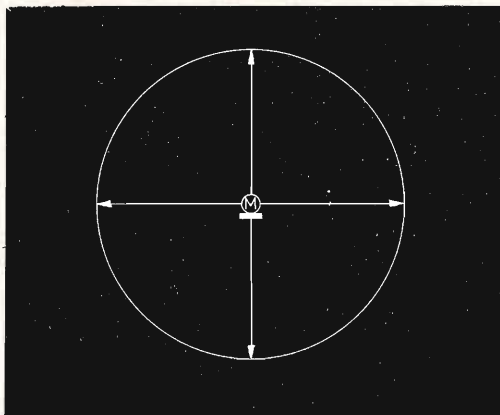



Fig. 1 - Grafico illustrante la sensibilità panoramica di un microfono normale (M). Indipendentemente dalle variazioni di intensità dei suoni originali, e dalla distanza tra la sorgente ed il microfono, la sensibilità rimane costante per qualsiasi posizione che la sorgente stessa assume entro la circonferenza.

glio, osserviamo la **figura 1**, che rappresenta la curva di sensibilità di un microfono del tipo **panoramico.** Come è facile comprendere, l'ampiezza del segnale fornito in uscita varia col variare della distanza tra il microfono e la sorgente, nonché col variare dell'intensità originale dei suoni, mentre rimane pressoché costante se — fermo restando l'orientamento del microfono — la sorgente sonora si sposta in una zona limitata da una circonferenza al centro della quale viene installato il microfono stesso. In altre parole, il microfono percepisce i suoni con intensità pressoché costante, qualunque sia la direzione dalla quale essi provengono.

Alla categoria dei microfoni panoramici appartengono i tipi a carbone (oggi usati solo negli impianti telefonici), i tipi piezo-elettrici o a cristallo, ed i microfoni magneto-dinamici, o a bobina mobile. Beninteso, adottando particolari accorgimenti, quali gli schermi e le casse acustiche speciali, nonché i filtri selettivi, è possibile attribuire anche a questi tipi una certa direzionalità: nel caso del microfono a nastro — tuttavia — ciò non è necessario.

La differenza tra i microfoni comuni

Fig. 2 - Nel caso del microfono a nastro, la sensibilità è bi-direzionale (A), in quanto esso percepisce i suoni provenienti dalle direzioni X ed Y, mentre non percepisce quelli provenienti dalle direzioni W e Z. Se poi sul retro del microfono si installa uno schermo acustico, come in B, in tal caso la sensibilità assume la caratteristica illustrata mono-direzionale, o a « cardioide ».

e quello a nastro è resa assai evidente osservando la **figura 2**, che ne rappresenterà la curva di sensibilità agli effetti della direzione. In **A** si può osservare che la sensibilità, ossia l'ampiezza dei segnali forniti all'uscita, varia naturalmente col variare dell'intensità dei suoni originali, ma varia anche a seconda della direzione di provenienza degli stessi, rispetto all'asse X-Y del microfono. Infatti, quando i suoni provengono dalle due direzioni X-Y, vale a dire dal davanti o dal di dietro del microfono, la sensibilità è massima. Mano a mano che la sorgente sonora si sposta lateralmente, la sensibilità si riduce progressivamente, fino a diventare prossima a zero in corrispondenza dell'asse W-Z. Ciò significa che la sensibilità del microfono a nastro è quasi inesistente, nei confronti dei suoni provenienti dai lati, mentre è massima nei confronti dei suoni provenienti dalle direzioni frontale e posteriore.

Se infine si predispone uno schermo acustico sul retro del microfono (ad esempio un pannello assorbente, costituito da diversi strati di masonite, lana di vetro, stagnola, sughero, plastica espansa, gesso, ecc.), tale da assorbire le onde sonore provenienti dal retro, impedendo loro di raggiungere direttamente il microfono, la sensibilità assume la caratteristica illustrata alla sezione **B**, detta a **cardioide**, per l'analogia che essa presenta rispetto alla forma classica del cuore. In tal caso, il microfono diventa **monodirezionale**, o più semplicemente **direzionale**, in quanto presenta la massima sensibilità rispetto ai suoni provenienti da una sola direzione.

A questo punto è però necessario fare una importante precisazione: quando si dispone di un microfono mono o bi-direzionale, ciò non significa che esso percepisca soltanto i suoni provenienti da un'unica direzione(quella frontale), o da due sole direzioni (anteriore e posteriore). Si intende invece che la sua sensibilità è massima per i suoni provenienti rispettivamente dalla direzione o dalle direzioni X ed Y, e minima per i suoni provenienti dalle altre. Nei confronti di questi ultimi, la sensibilità non è mai assolutamente zero, sia in quanto la direzionalità è sempre limitata, sia in quanto — come è ben noto — i suoni si propagano in senso sferico, sia in quanto essi vengono riflessi più o meno intensamente dalle superfici contro cui urtano.

Fig. 3 - Anche disponendo di un microfono direzionale, può accadere che esso percepisca bene i suoni provenienti da una direzione diversa da quella per la quale esso è sensibile, a causa dei fenomeni di riflessione sonora da parte di una parete o di un ostacolo qualsiasi. Per questo motivo, nelle registrazioni e nelle trasmissioni, si ricorre spesso all'impiego di pannelli anti-riverberanti.

Ciò apparirà più chiaro osservando la **figura 3**. In essa, il microfono a nastro presenta la massima sensibilità rispetto ai suoni provenienti da A e B, ma percepisce ugualmente con una certa intensità i suoni provenienti da C, in quanto — sebbene la sensibilità laterale sia minore — essi vengono riflessi dalla parete D. Questo è il motivo per il quale — quando per ottenere particolari effetti sonori si desidera sfruttare la direzionalità di un microfono — è sempre necessario interporre dei pannelli assorbenti tra lo stesso microfono, e quelle direzioni dalle quali non si desidera ricevere suoni.

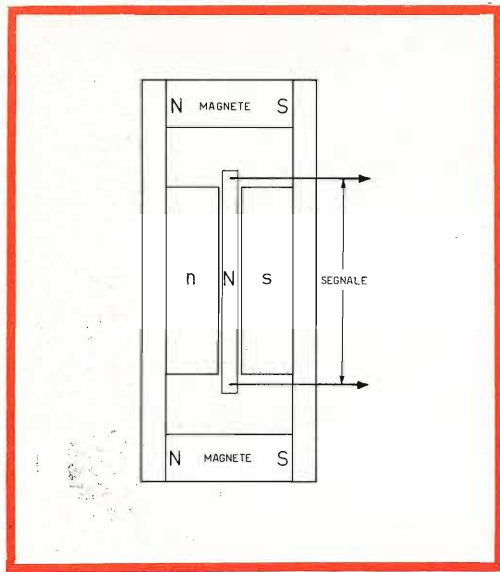



Fig. 4 - Principio di funzionamento del microfono a nastro. I due magneti, collegati con polarità simmetrica, magnetizzano le espansioni polari « n » ed « s ». Il nastro N, teso tra queste ultime, quando vibra per effetto di onde sonore, taglia le linee del campo magnetico, e ciò fa sì che in esso vengano indotte delle deboli correnti, la cui ampiezza e frequenza rispecchiano le caratteristiche delle onde sonore che lo colpiscono.

Questa premessa è stata necessaria per chiarire i principi di impiego dei diversi tipi di microfoni, e le esigenze particolari che interessano al riguardo. Agli effetti pratici — comunque — il microfono a nastro presenta diversi vantaggi rispetto ai comuni microfoni, e questo è appunto il motivo per il quale consigliamo la seguente realizzazione.

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il microfono è nastro è un trasduttore magnetodinamico detto a **velocità**, in quanto il suo funzionamento è intimamente legato alla velocità con la quale il nastro si sposta nell'aria, seguendone fedelmente le vibrazioni.

Il principio è illustrato alla **figura 4**, nella quale si nota che un nastro metallico (N) è sospeso tra le espansioni polari di un magnete permanente (n ed s), senza essere in contatto con queste ultime, e libero pertanto di muoversi. Tra le suddette espansionj esiste un forte campo magnetico, che viene **tagliato** perpendicolarmente dal nastro, quando si muove (ossia vibra) per effetto delle vibrazioni dell'aria in cui si trova immerso, provenienti dal davanti o dal di dietro. E' chiaro che il nastro non può vibrare per effetto delle onde sonore provenienti lateralmente, in quanto le taglia esattamente come il timone di un aeroplano taglia l'aria senza esserne investito.

A seguito delle vibrazioni impartite al nastro dall'aria, in esso vengono indotte delle tensioni alternate, la cui ampiezza è proporzionale alla velocità dei suoi spostamenti, e la cui frequenza e forma d'onda rispecchiano fedelmente quelle che caratterizzano i suoni che fanno vibrare l'aria. Di conseguenza, alle estremità del nastro sono disponibili dei segnali elettrici che — accoppiati ad un amplificatore mediante un apposito trasformatore — possono essere amplificati, e successivamente riprodotti.

Occorre ora considerare che l'impedenza del nastro (la cui lunghezza è di alcuni centimetri nello sviluppo totale, pur essendo esso ondulato proprio per aumentarne la lunghezza, oltre che la flessibilità), è assai bassa, per cui non è possibile applicarlo direttamente all'ingresso di uno stadio di amplificazione, sia esso a valvola o a transistore.

Per questo motivo si fa uso di un trasformatore, avente il compito di adattare l'impedenza del nastro a quella di ingresso dello stadio.

Quando quest'ultimo è del tipo a transistore, ed il cavo di collegamento del microfono non è eccessivamente lungo, si può fare uso di un unico trasformatore, avente una impedenza secondaria di qualche cen-

Fig. 5 - A causa della bassissima impedenza interna del nastro, occorre sempre usare un trasformatore-elevatore tra il microfono e l'ingresso. Nel caso A, il trasformatore eleva l'impedenza a 1.000 Ω, sufficienti per un amplificatore a transistori. Nel caso B, un secondo trasformatore eleva l'impedenza a 20.000 Ω ossia al valore adatto all'ingresso di un amplificatore a valvole.

tinaio di ohm. Quando invece la linea tra il microfono e l'amplificatore ha una certa lunghezza, ed anche quando il primo stadio è del tipo a valvola (e quindi con impedenza di ingresso elevata), è più conveniente usare un doppio trasformatore. Ciò in quanto — con un rapporto di trasformazione troppo elevato tra il nastro e l'ingresso dell'amplificatore — il rendimento risulta assai scarso.

La **figura 5** illustra quanto sopra. In **A** l'impedenza di ingresso è di 1.000 ohm, per cui si fa usa do un solo trasformatore. In **B**, invece — l'impedenza di ingresso è di 20.000 ohm, per cui conviene usare un primo trasformatore (detto **nastro-linea**) che eleva l'impedenza del nastro a 1.000 ohm, ed un secondo trasformatore (detto **linea-ingresso**) il cui primario ha l'impedenza tipica della linea (nel caso illustrato di 1.000 ohm), mentre il secondario ha l'impedenza voluta di 20.000 ohm.

Ovviamente, è assai importante che entrambi i trasformatori siano perfettamente schermati, e ciò in quanto sono assai suscettibili di captare rumori di fondo. Oltre a ciò, il collegamento tra il nastro ed il primo o l'unico trasformatore deve avere la minima lunghezza possibile. Per questo motivo, quando si fa uso di un unico trasformatore, esso è sempre incorporato nell'involucro dello stesso microfono. Quando invece se ne usano due, il primo (nastro-linea) viene incorporato nel microfono, mentre il secondo viene installato in prossimità, o addirittura all'interno dell'amplificatore.

Per ottenere la minima sensibilità nei confronti dei rumori di fondo, conviene sempre racchiudere il o i trasformatori in un involucro di mumetallo (metallo ad elevatissima permeabilità), evitando però che questo sia disposto in modo tale da assorbire una parte del flusso magnetico delle correnti indotte, comportando così delle perdite.

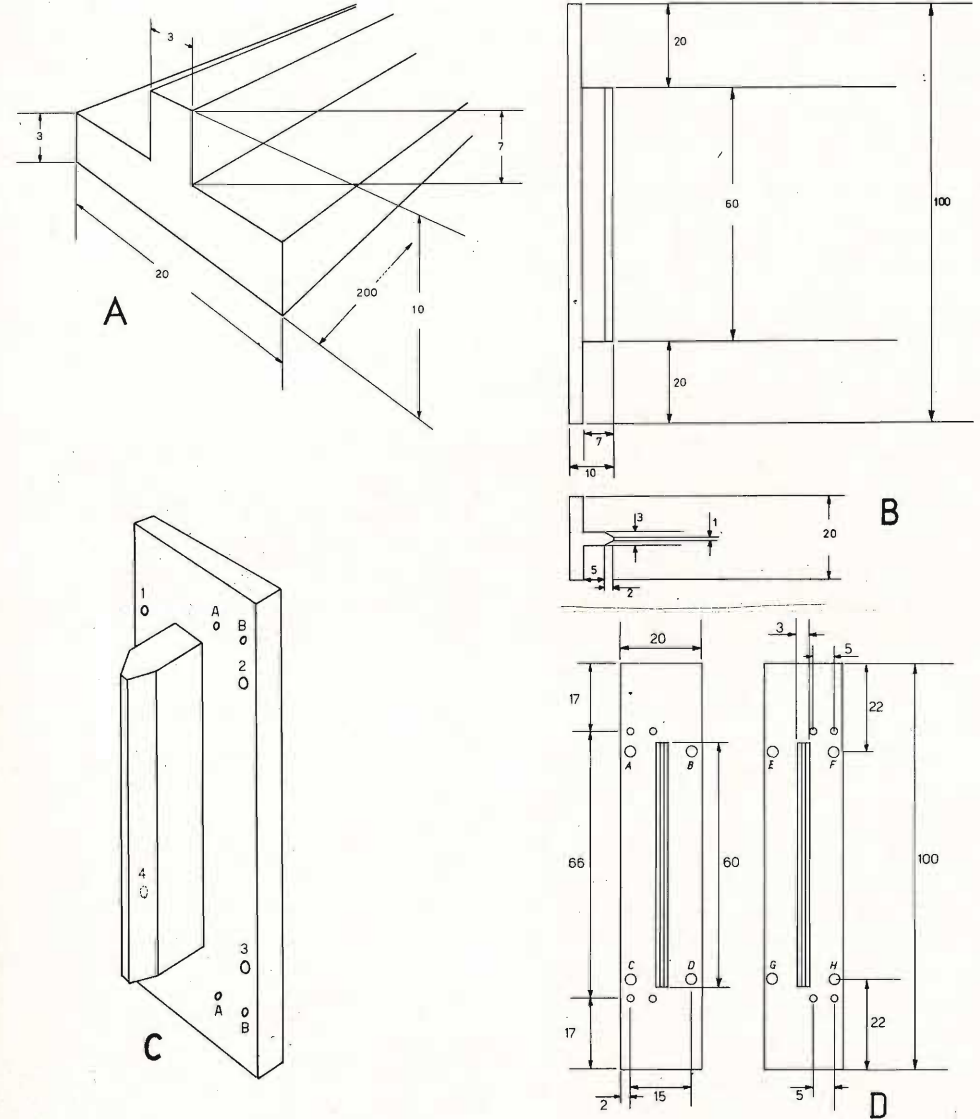



Fig. 6 - In A è rappresentata la forma del profilato di ferro con cui vengono realizzate le espansioni polari. B illustra il modo in cui queste devono essere sagomate, e fornisce le relative misure. In C è visibile in prospettiva una delle due espansioni di cui sopra, e D le illustra entrambe viste frontalmente, per chiarire la posizione dei fori. I fori A, B, C e D saranno da 3,2 mm di diametro. E, F, G e H devono invece essere da 2,6 mm, per essere poi filettati con passo da 3 MA. Gli altri otto fori sono tutti passanti, e del diametro di 2,5 millimetri. Tutti i suddetti fori (sia i grandi che i piccoli) devono essere svasati all'esterno delle espansioni polari, vale a dire dal lato opposto a quello illustrato, onde incassare le viti in ottone da 3 MA (filettate solo all'estremità) che bloccano le espansioni, e le viti da 2 MA con cui vengono fissati i due tendi-nastro.

LA REALIZZAZIONE PRATICA

Per prima cosa, è necessario procurarsi circa 22 centimetri di profilato a « T » in ferro dolce, della misura di millimetri 20 per 10, con spessore di 3 millimetri (vedi **figura 6-A**). In altre parole, la parte piatta deve avere una larghezza di 20 millimetri, ed uno spessore di 3. La parte sporgente centrale — invece — che costituisce la gamba della « T », deve avere un'altezza di 7 millimetri, ed uno spessore di 3.

Il profilato di questo tipo può essere facilmente acquistato presso un commerciante di metalli. Beninteso, queste misure non sono assolutamente impegnative, ma sono quelle con cui è stato realizzato l'esemplare descritto. Il lettore, una volta compresa la tecnica realizzativa, è libero di scegliere altre dimensioni disponibili, purché queste non si discostino troppo da quelle qui enunciate, e — naturalmente — purché modifichi in conformità le dimensioni degli altri componenti.

Con l'aiuto del seghetto per metalli, di una serie di buone lime, e di una morsa ben fissata ad un banco, non è difficile ricavare dal suddetto profilato due pezzi identici tra loro, lunghi 10 centimetri ciascuno, e sagomati nel modo illustrato alla figura 6-**B**. In pratica, si tratta di accorciare la parte sporgente, di 20 millimetri per lato, e di smussare perfettamente lo spigolo centrale, attribuendogli la forma illustrata.

È molto importante che i piani siano assai regolari, ed in particolare che lo siano quelli dai quali viene asportata la parte centrale, in quanto una loro eventuale irregolarità potrebbe compromettere notevolmente la sensibilità del microfono.

Alla figura 6-**C** si osserva che ciascuno dei pezzi così ricavati è munito di otto fori. Essi costiuiscono l'unica differenza tra i due pezzi identici, in quanto vanno predisposti diversamente sulle due unità. I quattro fori simmetrici contrassegnati 1, 2, 3 e 4 avranno un diametro di 3,2 millimetri su di un pezzo, e di 2,6 millimetri sull'altro. Ciò in quanto serviranno per l'installazione di quattro viti **in ottone** (materiale anti-magnetico), e devono essere passanti in un pezzo (fori da 3,2), e filettati con passo 3 MA nell'altro (fori da 2,6 mm). Oltre a ciò, i lati esterni dei fori passanti (da 3,2 mm) verranno svasati con punta da 6 mm, per incassare la testa delle viti di ottone, affinché non sporga dalla superficie piana.

I fori contrassegnati A e B — invece — si differenziano in quanto su di un pezzo devono essere praticati nella posizione illustrata, mentre sull'altro devono essere praticati dal lato opposto rispetto alla sporgenza centrale, come si osserva alla figura 6-**D**. Tutti questi fori devono avere un diametro di 2,5 millimetri.

Una volta allestiti i due pezzi descritti, che costituiscono le due espansioni polari, occorre procurarsi due magneti permanenti a parallelepipedo, delle dimensioni di mm 20 x 20 x 15, possibilmente in alnico V, o in altra lega a forte intensità di flusso. Per motivi che vedremo meglio tra breve, è opportuno che essi siano smagnetizzati, e che vengano magnetizzati in opera nel modo che descriveremo. Se tuttavia fossero già magnetizzati, occorrerà installarli in modo che i poli analoghi (vale a dire i due Nord e i due Sud) risultino rivolti nella stessa direzione.

I due magneti devono essere inseriti nel modo illustrato alla **figura 7**, bloccandoli con le quattro viti in ottone a testa svasata, il modo da allestire il corpo del microfono, con una struttura rigida e stabile. Si noterà che le viti in ottone sono disposte in modo da lasciare libero lo spazio delimitato longitudinalmente dalle due espansioni polari smussate, tra le quali verrà poi teso il nastro. I fori del diametro

Fig. 7 - Metodo di fissaggio dei due magneti (la figura rappresenta solo quello superiore). È messa in evidenza una delle viti di bloccaggio delle espansioni, filettata solo all'estremità; tali viti devono essere in ottone, altrimenti corto-circuitano il flusso magnetico tra le espansioni. I relativi fori sono passanti e svasati esternamente da un lato, e filettati con passo MA dall'altro.

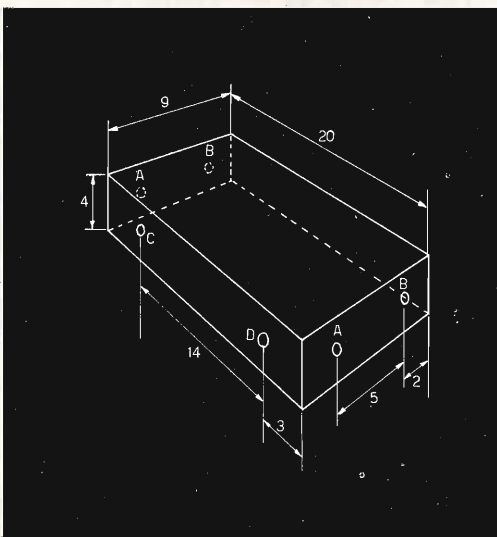



Fig. 8 - Aspetto del blocchetto da realizzare in due esemplari, usando bachelite o materiale plastico dello spessore di 4 millimetri. Tutti i sei fori devono avere un diametro di 1,5-1,6 millimetri, per essere poi filettati con passo 2 MA.

di 2,5 millimetri — invece — risulteranno opposti a due a due, immediatamente al di fuori della superficie di appoggio dei due magneti permanenti.

Una volta completata questa operazione, si può passare alla realizzazione dei due tendi-nastro, nel modo seguente. In primo luogo si provvederà a ricavare da una lastra di bachelite dello spessore di 4 millimetri (in mancanza della bachelite si potrà usare della materia plastica, plexiglass, polistirolo, o altro materiale isolante rigido), due rettangolini da 20 x 9 millimetri. Dopo averli perfettamente squadrati su tut-

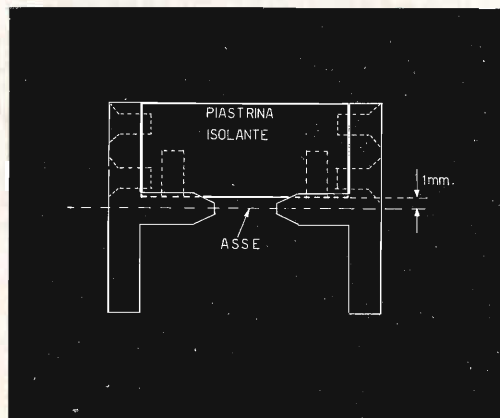



Fig. 9 - Posizione dei blocchetti tendi-nastro tra le espansioni. Sono visibili per trasparenza le viti svasate da 2 MA per il fissaggio, ed i fori che alloggiano le viti che bloccano il nastro. Il piano anteriore deve essere arretrato di 1 millimetro rispetto all'asse.

ti gli spigoli, si provvederà a praticare in ciascuno di essi sei fori del diametro di 1,5 millimetri, nel modo illustrato alla **figura 8**. I fori contrassegnati A e B devono corrispondere esattamente ai fori da 2,5 millimetri praticati nelle espansioni polari, e devono essere in posizione tale che — installando i supporti isolanti tra le suddette espansioni — essi si trovino nella posizione illustrata alla **figura 9**. In pratica, la superficie di appoggio del nastro deve trovarsi alla distanza di circa un millimetro rispetto all'asse centrale, tratteggiato in figura. Questa esigenza — naturalmente — va rispettata anche nei confronti del supporto che viene installato in posizione opposta.

Si procederà poi con l'allestimento dei contatti del nastro, illustrati alla **figura 10**. Si tratta di piastrine di ottone ricavate dalla lastra, con spessore di 1 millimetro, e con le dimensioni di 3 x 18 millimetri. Una di esse sarà provvista di una linguetta, mentre l'altra avrà una forma perfettamente rettangolare. Naturalmente, dal momento che le estremità del nastro sono due, occorrerà realizzarne due del tipo A e due del tipo B. Tutte le suddette piastrine saranno munite di fori del diametro di 2,5 millimetri, aventi tra loro l'esatta distanza che sussiste tra i fori C e D dei supporti di cui alla figura 8.

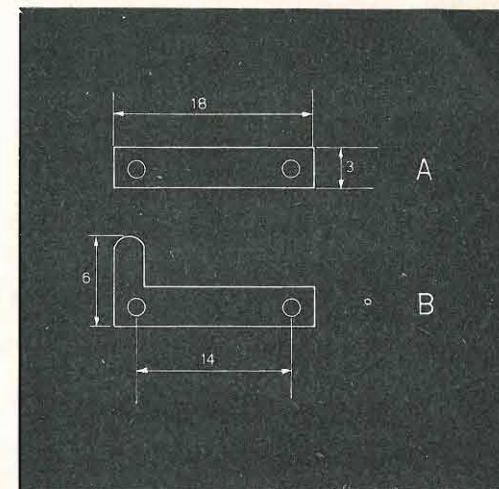



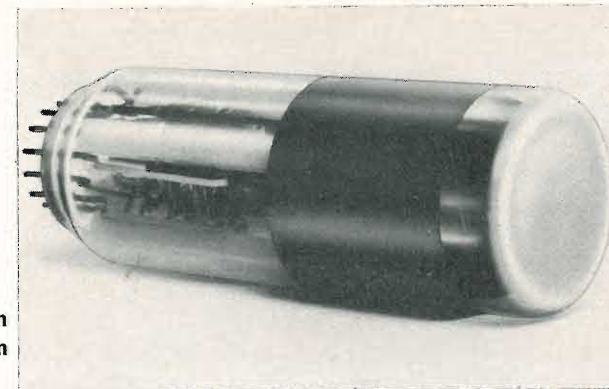
Fig. 10 - Aspetto di una delle coppie di lamelle, da realizzare in lastra di ottone da 1 millimetro di spessore. Per evitare fenomeni di ossidazione, è bene sottoporle ad un bagno di argentatura prima del montaggio.

NUOVO TUBO A RAGGI CATODICI BRIMAR 1"

La Brimar ha recentemente presentato il tubo catodico da 1" tipo D3-13OGJ, visibile in figura; i suoi requisiti principali sono: elevata sensibilità, buona uniformità di fuoco, assenza di distorsione nella deflessione, ottima definizione dello « spot », possibilità di funzionamento con circuiti a transistor, meccanicamente intercambiabile con altri tipi similari.

Le applicazioni principali sono previste nel controllo del funzionamento di circuiti elettronici, dove spesso semplici misure con voltmetri e amperometri sono inadeguate. Infatti in molte apparecchiature elettroniche di notevole complicatezza, specie nel campo dell'automazione industriale, è estremamente necessario poter controllare e localizzare rapidamente i guasti che a volte, possono bloccare intere linee di produzione. Lo inserimento del 3D-13OGJ assolve questo compito, in quanto il tubo può lavorare come monitor di forma d'onda — ripetitive e variabili —, come comparatore di fase, come lettore di dati in forma analogica o digitale, ecc...

CARATTERISTICHE E DATI TIPICI DI FUNZIONAMENTO

Lunghezza max:		**103,3 mm**
Diametro max:		**33,3 mm**
Diametro utile dello schermo:		**27 mm**
Fuoco e deflessione elettrostatici.		
$Va_1+a_3+a_4$:	**500 V**	**1000 V**
Va_2 :	**50 V**	**100 V**
Vg :	**—15 V**	**—30 V**
Sy (min) :	**25÷45 V/cm**	**50÷ 90 V/cm**
Sx (min) :	**30÷60 V/cm**	**60÷120 V/cm**

HIGH-KIT UK 90 AMPLIFICATORE TELEFONICO

AMPLIFICATORE TELEFONICO

Questo amplificatore a transistor può essere collegato a qualsiasi trasduttore elettromagnetico.
Si ottiene così senza connessioni l'amplificazione e l'ascolto delle variazioni di flusso generato dal segnale presente nel trasduttore.
50 μV d'ingresso - 100 mW indistorti in uscita, rendono vasto il campo di applicazione di questo amplificatore.

Il circuito è dotato di tre caratteristiche interessanti: qualità, consumo ridotto ed alta sensibilità, che lo rendono utile in svariatissimi impieghi. Infatti pur essendo progettato quale ausilio telefonico per consentire l'ascolto in altoparlante, esso si presta a funzionare come amplificatore ausiliario ed autonomo di rapido impiego, accoppiabile a radio, fonovaligie, televisori, senza bisogno di effettuare alcun collegamento. Può essere particolarmente utile per i deboli di udito se impiegato in unione ad un auricolare: essi possono ottenere il volume di suono adatto alle personali esigenze, senza che gli altri ascoltatori debbano modificare il loro normale volume di ascolto.

Infine può servire quale ausilio tecnico per rilevare la presenza di campi elettromagnetici disturbanti e per controllare la efficienza delle schermature adottate.

COME SI COSTRUISCE UN KIT

Questa introduzione è rivolta prevalentemente ai principianti e a tutti coloro i quali, pur avendo poca esperienza in fatto di montaggi elettronici, intendono cimentarsi in questa interessante ed utile attività, la lettura delle istruzioni che seguono eviterà al dilettante di commettere errori grossolani nel montaggio.

Prima di passare alla realizzazione vera e propria del montaggio, occorre procedere alla identificazione dei componenti.

L'unità di misura delle resistenze è l'ohm (Ω); 1 kiloohm (kΩ) = 1.000 ohm; 1 Megaohm (MΩ) = 1.000.000 ohm.

I valori delle resistenze vengono indicati dalle fasce colorate stampate sul loro corpo cilindrico; esiste un codice internazionale dei colori così concepito:

nero	= 0	verde	= 5
marrone	= 1	blu	= 6
rosso	= 2	viola	= 7
arancio	= 3	grigio	= 8
giallo	= 4	bianco	= 9

Iniziando a leggere dall'estremità della resistenza, le prime due fasce identificano le prime due cifre mentre la terza fascia indica il numero degli zeri da aggiungere alle prime due cifre significative; all'altra estremità del corpo cilindrico della resistenza una fascia indica la tolleranza rispetto al valore nominale con la seguente corrispondenza: argento = 10% - oro = = 5%.

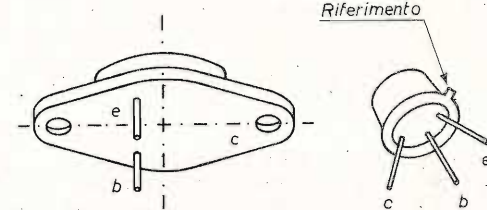
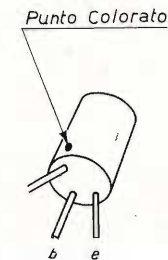
La potenza elettrica che una resistenza può dissipare viene desunta grosso modo dalle sue dimensioni, cioè quanto più grande è la potenza dissipabile, tanto maggiori sono le dimensioni del corpo della resistenza.

1) Non usate saldatori con potenza superiore a 30 W.

2) Sistemate i componenti, aderenti al lato non conduttore del circuito stampato inserendo i terminali attraverso gli appositi fori.

3) Rispettate le varie polarità nella disposizione di condensatori, diodi e transistor.

4) Tagliate i terminali lasciandoli sporgenti per circa 3 mm di lunghezza, dopo averli piegati contro lo strato conduttore.

Fig. 1 - Disposizione dei terminali dei transistor.

I condensatori portano sempre indicati i valori della capacità e della tensione di funzionamento.

L'unità di misura della capacità è il farad (F);

$$1 \text{ picofarad (pF)} = \frac{1}{1.000.000.000.000} \text{ di F;}$$

1 nanofarad (nF) = 1.000 pF;

1 microfarad (μF) = 1.000.000 pF.

I transistor impiegati vengono agevolmente individuati tramite la sigla, l'unico problema è quello di riconoscere i vari terminali: collettore, base ed emettitore; in fig. 1 vengono illustrate le varie disposizioni possibili.

In fase di realizzazione la prima operazione da compiere è il montaggio meccanico dei vari componenti sulla piastra a circuito stampato, come per esempio il fissaggio con viti e dadi dei transistori di potenza. In un secondo tempo si procede alla saldatura di tutti gli altri pezzi, tenendo presenti le seguenti regole:

5) Appoggiate la punta del saldatore alla giunzione tra il reoforo e lo strato conduttore della piastra e applicate lo stagno. Questa operazione deve essere rapida e precisa, poiché un contatto troppo prolungato con la fonte di calore può danneggiare sia il circuito stampato che gli stessi componenti.

6) Una volta terminate tutte le operazioni di saldatura vanno montati i supporti meccanici della piastra, che consentono l'inserimento della stessa su telaietti metallici, in scatolette contenitrici, ecc.

FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO

Dallo schema rappresentato in fig. 2 si può rilevare il sistema di accoppiamento dei vari stadi: il primo è accoppiato capacitivamente, i rimanenti sono accoppiati direttamente e pertanto si ha una catena a reazione di corrente che li stabilizza. Il segnale rilevato dal captatore elettromagnetico viene amplificato da Tr1, che è collegato a emettitore comune, e inviato capacitivamente al cursore del potenziometro regolatore di volume P1.

Il circuito di regolazione è stato così realizzato per mantenere sempre costante l'impedenza di ingresso del transistor Tr2.

Il segnale presente alla base di Tr2 viene amplificato e inviato con accoppiamento diretto agli stadi successivi. Lo stadio finale è composto da una coppia di transistor complementari Tr4 e Tr5 pilotati da Tr3. La dissipazione termica della coppia complementare è affidata a due radiatori fissati sulla piastra a circuito stampato. Invece la stabilizzazione termica è ottenuta inserendo nel partitore di base una resistenza a coefficiente di temperatura negativo (NTC), inoltre le resistenze R12-R13 inserite nel circuito di emettitore dei transistor finali, prevengono il pericolo della « fuga termica » nella corrente di riposo dei transistor, poiché si ha una controreazione di corrente che mantiene costante la V_{be} tensione emettitore-base, e di conseguenza impedisce aumenti eccessivi nella corrente di collettore I_c. I transistor Tr4-Tr5 sono due transistor complementari, appositamente selezionati per essere accoppiati e quindi da non sostituire con quelli destinati a Tr2 e Tr3 che possono essere anche non selezionati. La tensione di alimentazione è stata fissata a 9 V onde consentire l'impiego di batterie. L'impedenza dell'altoparlante deve essere di 8 Ω, la potenza di uscita è 150 mW di picco.

MONTAGGIO DEI COMPONENTI

In fig. 3 si può osservare la disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato. Sulla parte non ramata della piastra, è stata serigrafata la disposizione dei componenti; seguendo le indicazioni di fig. 3 e quelle della serigrafia, si ha una chiara visione del collocamento dei componenti. Si procede dapprima al fissaggio dei radiatori con le apposite viti 3 MA x 6, le rondelle e dadi relativi, si montano quindi le resistenze e i condensatori secondo la disposizione indicata in fig. 3.

I reofori dei componenti vanno piegati a U e infilati nei relativi fori; dalla parte opposta (superficie ramata) i monconi vanno tagliati a circa 3 mm dal foro di uscita, piegati contro lo strato conduttore e ivi saldati. È opportuno rivestire i

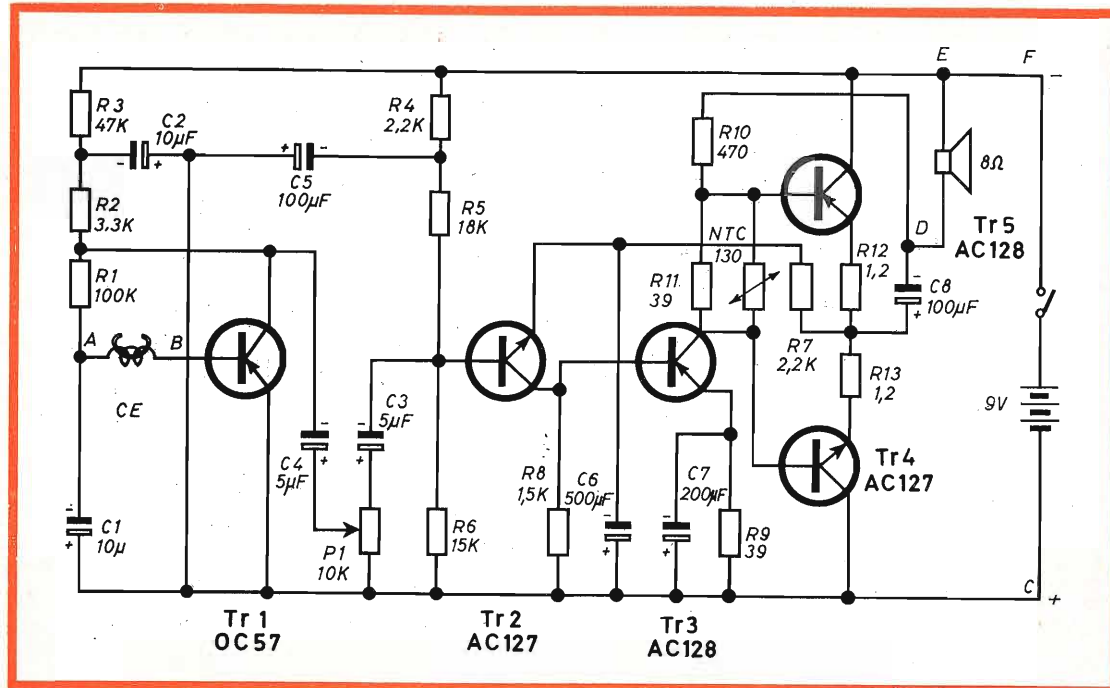
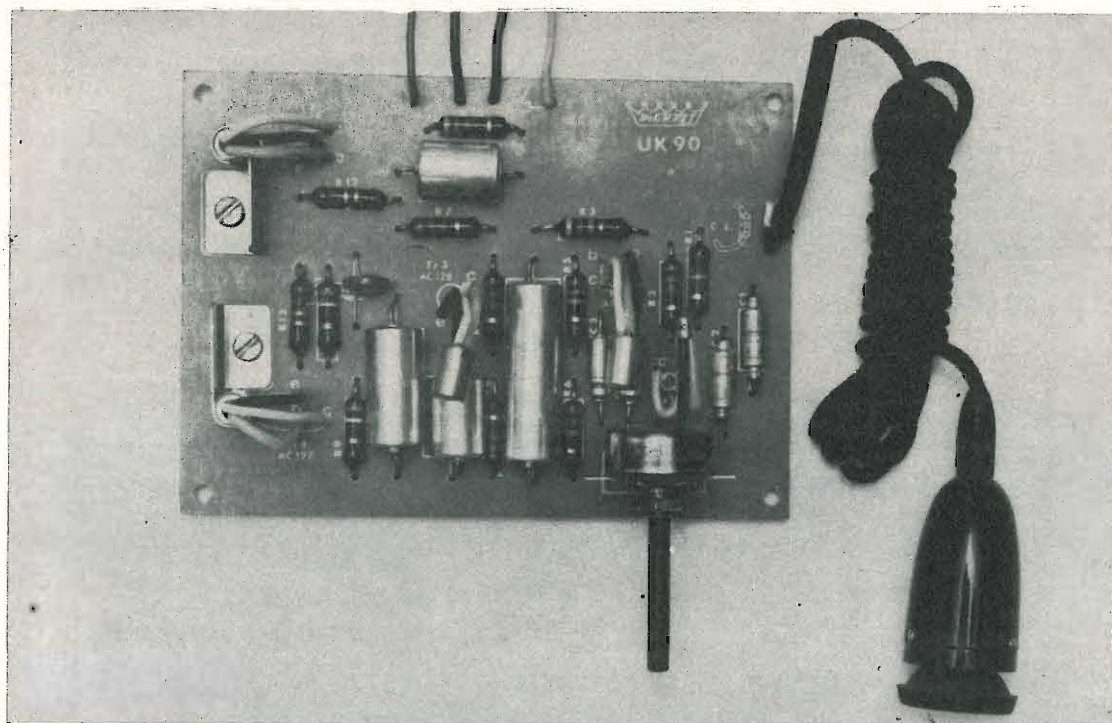



Fig. 2 - Schema di principio del circuito elettrico.

Fig. 3 - Sopra: Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

Fig. 4 - Sotto: Vista della piastra a montaggio ultimato.

terminali dei transistor con tubetti isolanti, prima di inserirli negli appositi fori contrassegnati dalle lettere e, b, c; il riconoscimento dei terminali è indicato nella figura 1.

Si passa quindi al montaggio del potenziometro e dei collegamenti esterni; ai punti A e B vanno saldati i fili provenienti dal « C.E. » captatore elettromagnetico, ai punti D ed E i cavi dell'altoparlante e infine a C il polo positivo della batteria e ad F il negativo; volendo inserire un interruttore è opportuno collegarlo tra il polo negativo e il punto F.

APPLICAZIONI

Le particolari caratteristiche di questo amplificatore con testina captatrice elettromagnetica sono la piccola potenza e la grande sensibilità. Queste caratteristiche e la possibilità di alimentarlo a batteria o con un alimentatore per apparecchi a transistor, ne fanno un apparecchio particolarmente versatile e pratico sia per impiego fisso che portatile. Infatti come amplificatore telefonico o come ripetitore può essere impiegato stabilmente, mentre per i deboli di udito od ancora come ripetitore può divenire un compatto e comodo portatile, rapidamente accoppiabile senza collegamenti a radio, televisore, giradischi, ecc.

L'accoppiamento si ottiene avvicinando il captatore all'apparecchio telefonico, oppure alla bobina mobile dell'altoparlante della radio, TV ecc. avendo cura di cercare la posizione e l'orientamento che generano il segnale più forte.

La capacità di rilevare la presenza di campi magnetici variabili può essere utile nella ricerca di fonti di ronzio e nel controllare l'efficienza di eventuali schermature.

Il piccolo peso ed il limitato ingombro consentono sistemazioni molto pratiche e funzionali. Per esempio è conveniente montare l'altoparlante in una cassettina acustica e fissare all'interno di essa anche il circuito stampato e la batteria di alimentazione; realizzate così un complesso elegante e facilmente trasportabile.

N.	DESCRIZIONE	
1	Resistenza R1	100 kΩ
1	Resistenza R2	3,3 kΩ
1	Resistenza R3	47 kΩ
2	Resistenze R4, R7	2,2 kΩ
1	Resistenza R5	18 kΩ
1	Resistenza R6	15 kΩ
1	Resistenza R8	1,5 kΩ
2	Resistenze R9, R11	39 Ω
1	Resistenza R10	470 Ω
2	Resistenze R12, R13	1,2 Ω
1	Termoresistenza NTC	130 Ω
1	Potenziometro P1	10 kΩ
2	Condensatori C1, C2	10 µF/3 V
2	Condensatori C3, C4	5 µF/6 V
2	Condensatori C5, C8	100 µF/12 V
1	Condensatore C6	500 µF/6 V
1	Condensatore C7	200 µF/3 V
1	Transistor Tr1	OC 57
1	Transistor Tr2	AC 127
1	Transistor Tr3	AC 128
1	Coppia transistor Tr4, Tr5	AC 127/128
1	Captatore elettromagnetico	CE
1	Circuito stampato	UK 90
2	Dissipatori per transistor	
2	Viti Ø 3 MA x 6 con dado	
4	Viti Ø 3 MA x 15 con dado	
6	Ranelle a denti interni Ø 3,2	
4	Distanziatori	
2	Spezzoni filo 50 cm	
3	Tubetti isolanti 20 cm	

Kit completo UK 90 - SM/1090 in confezione « Self Service »

Prezzo di listino L. 7900

HIGH-KIT

BONGO ELETTRONICO UK 95

Questo generatore a transistori permette di imitare i suoni emessi da vari strumenti musicali a percussione. Per amplificare i suoi segnali può essere usato qualsiasi amplificatore con altoparlante. Ideale per complessi musicali che dispongano di amplificatori per chitarra elettrica, ecc. nei quali il segnale può essere inserito e amplificato insieme a quello degli altri strumenti. L'assemblaggio contemporaneo di più unità, può simulare un'intero gruppo a percussione. Bongo, tam-tam, timpani, gong ecc. possono essere imitati regolando opportunamente i due oscillatori di questo divertente circuito azionato con il tocco delle dita.

FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO

Lo scopo di questo circuito è di generare 2 suoni di diversa tonalità con il semplice tocco delle dita su due placchette metalliche.

Dallo schema rappresentato in fig. 1 possiamo notare la presenza di due oscillatori a sfasamento accoppiati capacitivamente allo stadio amplificatore d'uscita.

Dal collettore di TR1 le resistenze R3 ed R2 portano tensione alla base, stabilendone il punto di lavoro. R1 è la resistenza di carico mentre R4 attenua il segnale d'uscita disaccoppiando contemporaneamente i due oscillatori. C1, C2 e C3 fanno parte della rete RC di questo oscillatore che si fa lavorare normalmente in condizione di disinnesco mediante la regolazione della R e cioè R6. Toccando il punto C si scaricano i condensatori C1 e C3 determinando nella base una corrente in fase con quella di collettore e quindi una rigenerazione collettore-base la cui frequenza è dipendente dalla costante di tempo RC. Identico è il funzionamento del secondo oscillatore.

Il trimmer R15 serve a centrare il campo di regolazione dei trimmer R6 ed R12.

I terminali contrassegnati con le lettere C e D rappresentano le due placchette da toccare con le dita per generare i suoni. P1 regola il volume del segnale che è disponibile ai terminali di uscita A e B.

La tensione di alimentazione è stata fissata a 9 V per consentire l'impiego di batterie.

MONTAGGIO DEI COMPONENTI

In figura 2 si può osservare la disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato. Sulla parte non ramata della piastra è stata serigrafata la disposizione degli stessi componenti. Seguendo le indicazioni della fig. 2 e della serigrafia il montaggio diviene chiaro e pratico, presentando aspetti didattici che aiutano anche il principiante nella conoscenza dei componenti.

Si esegue il montaggio in quest'ordine prima gli zoccoli per i transistor, poi le

resistenze, i trimmer e infine i condensatori.

Inserite quindi i transistor nei rispettivi zoccoli dopo averne preventivamente accorciati i terminali a circa 5-6 mm. Montate le due placchette di comando, come indicato nell'inserto A di fig. 3, su un supporto non metallico ad esempio una scatola di legno o il piano di una chitarra od altro strumento, sistemandole nella posizione più conveniente.

Preparate i fili per i collegamenti esterni come indicato in fig. 3. Se le piastrine di comando dovranno essere distanti dal circuito stampato più di 90 cm, effettuate questo collegamento con cavetto schermato a 2 conduttori, saldateli ad un estremo alle piastrine e all'altro estremo ai punti C e D collegando la calza-schermo al punto E del circuito stampato.

Se la distanza è minore di 90 cm i collegamenti possono essere effettuati con 2 fili normali non schermati torcendoli in modo da abbinarli strettamente.

Il collegamento d'uscita, punti A e B del circuito stampato, deve essere fatto con cavetto unipolare schermato per bassa frequenza collegando lo schermo al punto B.

Se desiderate riprodurre i suoni dei bongo anche in tono morbido è sufficiente collegare al punto E un filo di lunghezza adatta, il cui estremo spelato dovrà essere tenuto in mano o legato al cinturino dell'orologio.

Infine collegate al punto E il negativo (—) della batteria ed al punto F il positivo (+). Volendo inserire un'interruttore è opportuno collegarlo tra il polo negativo ed il punto E.

ACCORDO E MESSA A PUNTO

— Ruotate in senso orario, con un piccolo cacciavite, i trimmer R6, R12 ed R15, udrete in altoparlante un suono ronzante.

— Ruotate R15 in senso antiorario fino a farlo cessare.

— Ruotate R12 in senso antiorario, si udrà ad un tratto un ronzio in altoparlante, ruotatelo ancora ma questa volta in senso orario e fino al cessare del suono.

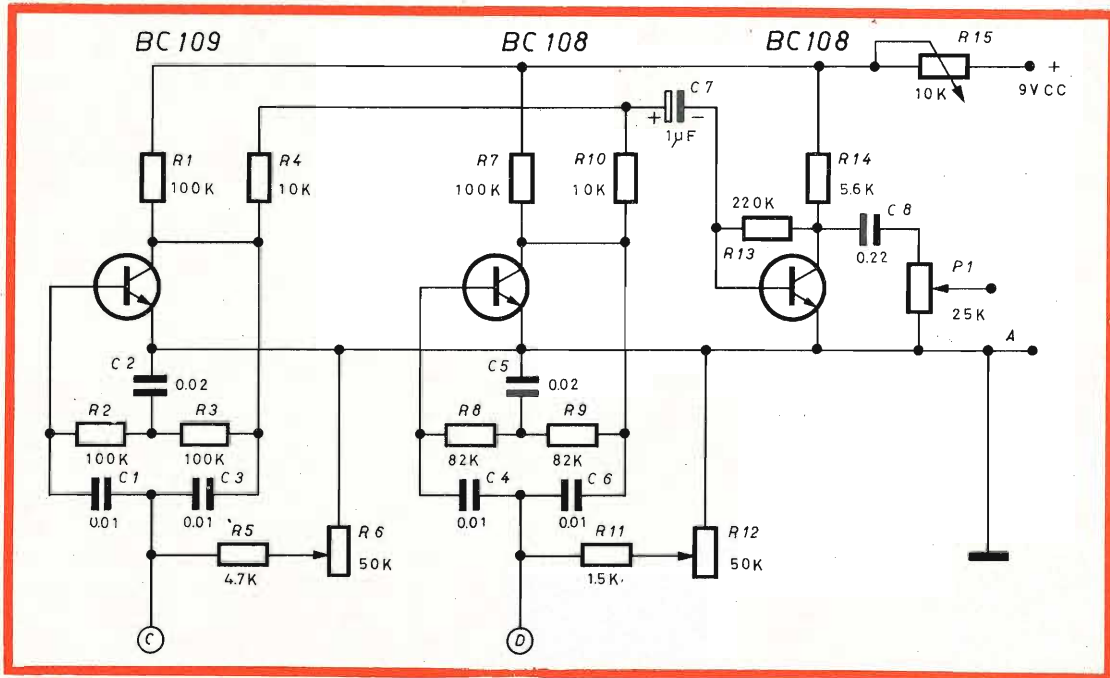



Fig. 1 - Schema di principio del bongo elettronico.

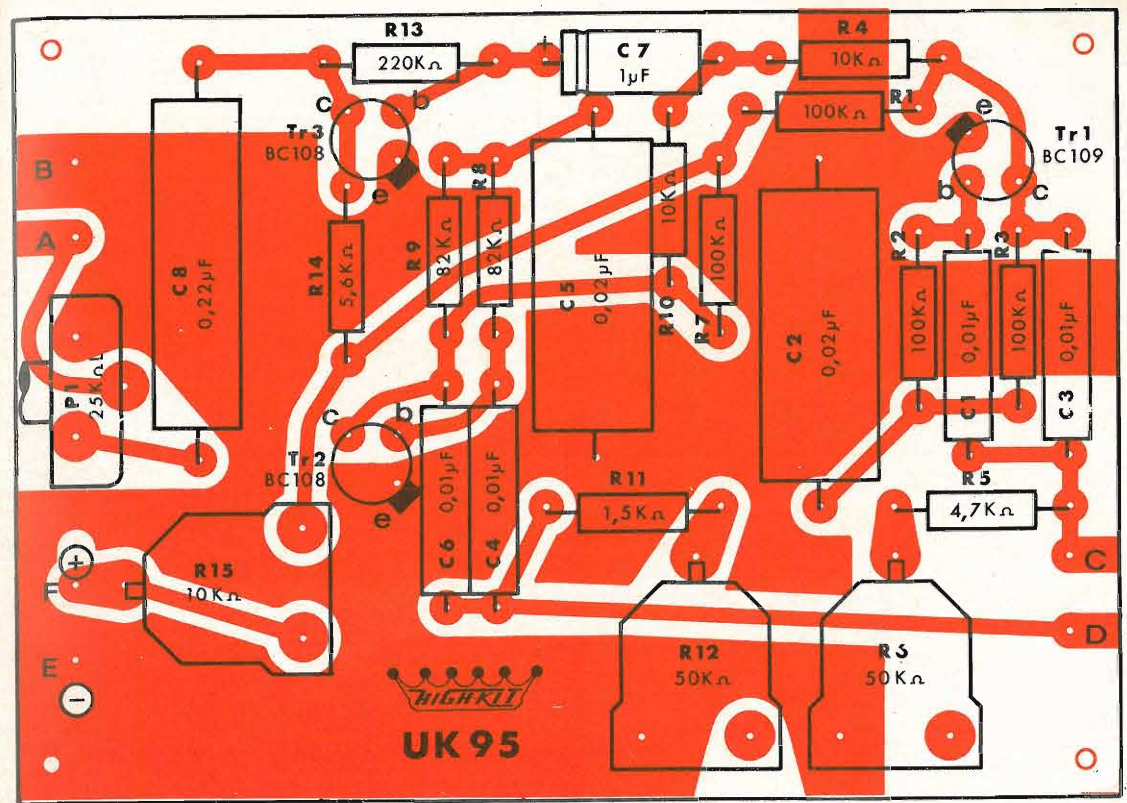



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

— Ripetete con R6 la stessa procedura usata per R12.

— L'accordo finale della tonalità dei due suoni si ottiene ritoccando alternativamente R12 ed R6 mentre con le dita si tamburella leggermente sulle placchette C e D. Ciascuna regolazione influenza l'altra perciò può essere necessario ritoccare alternativamente le due regolazioni. Con la regolazione di R15 si può portare R12 ed R6 a lavorare su toni più acuti o più gravi.

NOTA

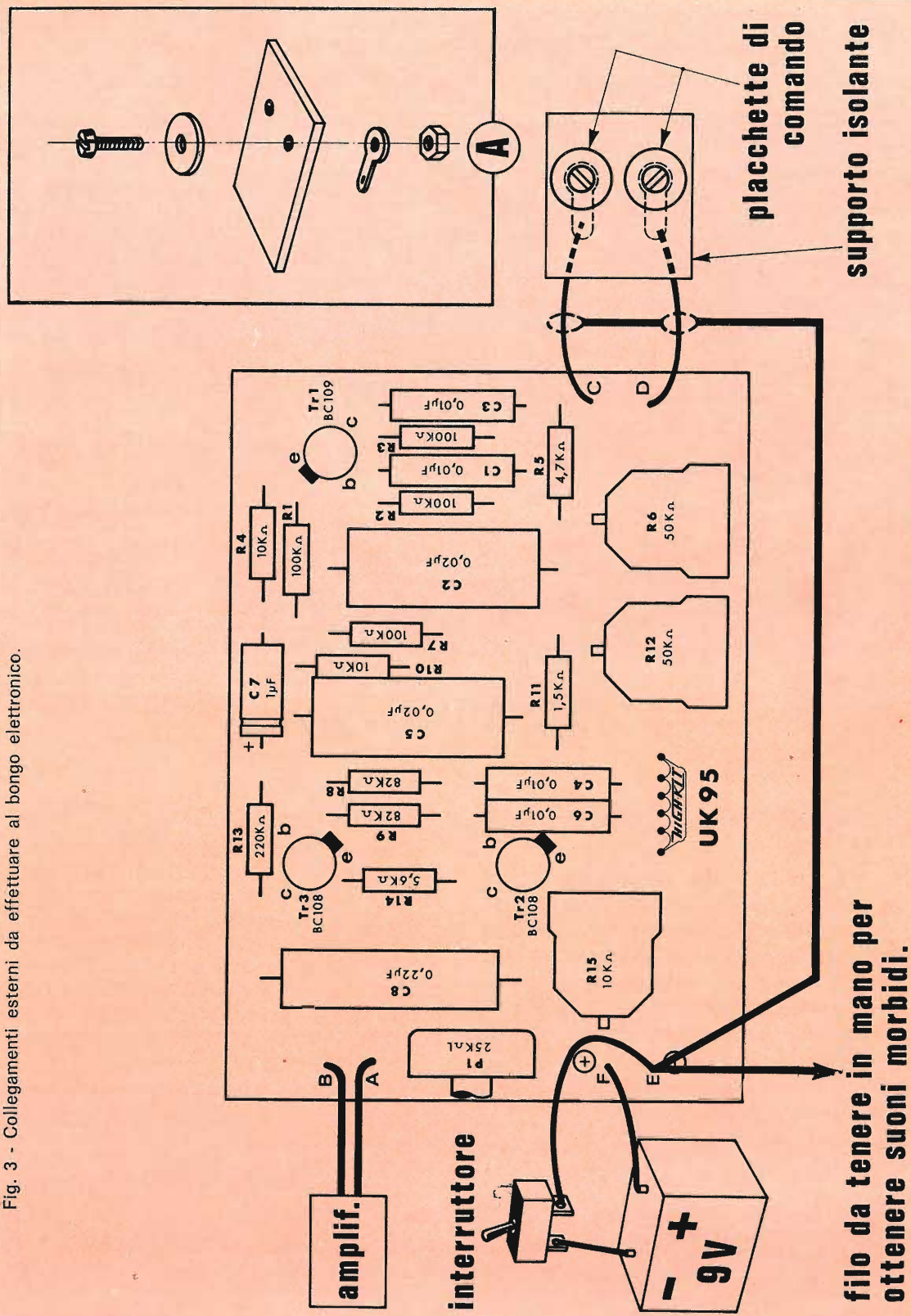
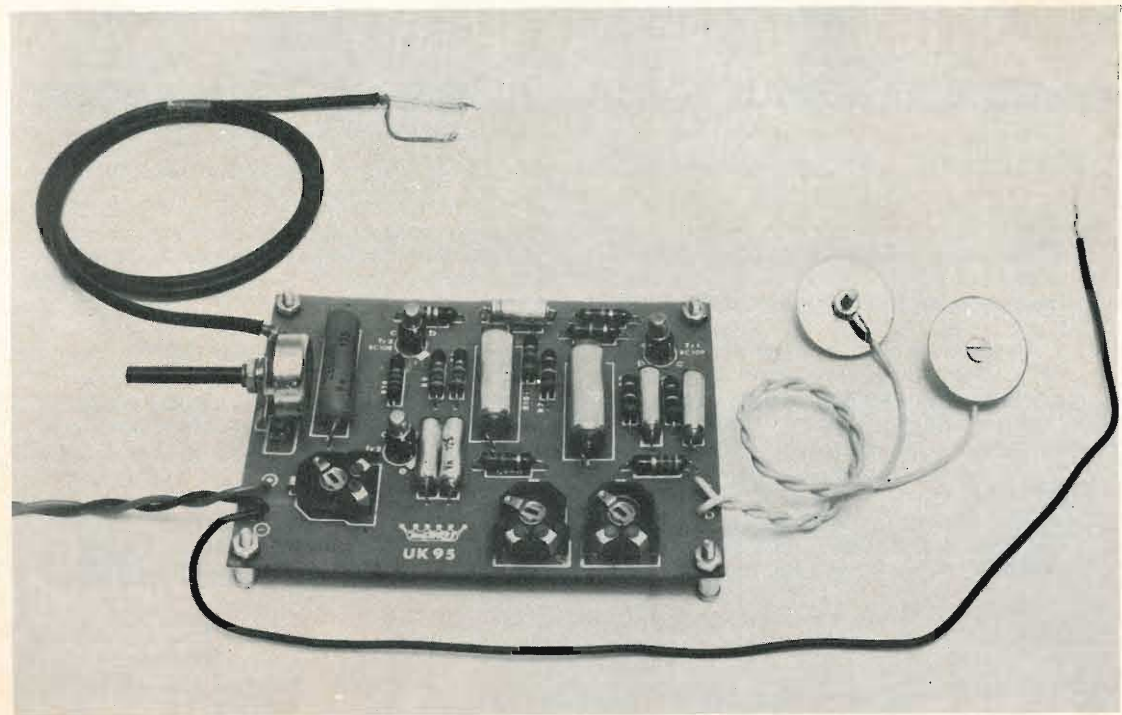
Se si produce un'eccessivo ronzio di fondo nell'amplificatore, può essere utile collegarlo ad una presa di terra ed anche invertire la spina di rete nella presa per la posizione di minor ronzio.

APPLICAZIONI

Oltre all'imitazione di 2 bongo, l'impiego musicale di questo circuito elettronico apre la via a nuove realizzazioni, pensate ad un suonatore di bongo che disponga non di 2 ma di numerosi bongo suonabili con le dita a mo' di tastiera, magari abbinati a diversi amplificatori separati facenti capo ad altoparlanti distribuiti in tutto il perimetro orchestrale, spettacolare no?

Naturalmente questo circuito si presta a numerosi altri impieghi divertenti od utili, basati sull'effetto che il tocco di un istante genera suono, campanelli esotici, indicazioni acustiche, effetti speciali, ecc.

Il piccolo peso e il limitato ingombro consentono sistemazioni molto pratiche e funzionali, infatti la stessa cassettina può contenere il circuito stampato, le placchette di comando e la batteria.

Fig. 3 - Collegamenti esterni da effettuare al bongo elettronico.

Vista del bongo elettronico a montaggio ultimato.

N.	DESCRIZIONE		
4	Resistenze R1, R2, R3, R7	100	kΩ
2	Resistenze R4, R10	10	kΩ
1	Resistenza R5		4,7 kΩ
2	Resistenze R8, R9	82	kΩ
1	Resistenza R11		1,5 kΩ
1	Resistenza R13	220	kΩ
1	Resistenza R14		5,6 kΩ
2	Trimmer R16, R12	50	kΩ
1	Trimmer R15	10	kΩ
1	Potenziometro P1	25	kΩA
4	Condensatori C1, C3, C4, C6	10.000	pF
2	Condensatori C2, C5	20.000	pF

N.	DESCRIZIONE		
1	Condensatore C7	1	μF
1	Condensatore C8	220.000	pF
1	Transistor TR1		BC 109
2	Transistor TR2, TR3		BC 108
3	Zoccoli per transistor		
1	Circuito stampato		UK 95
2	Placchette metalliche		
4	Viti 3 MAx15 testa piana con dado		
2	Viti 3 MAx15 testa svasata con dado		
2	Pagliette terminali		
6	Ranelle a denti interni Ø 3,2		
4	Distanziatori		
2	Spezzoni filo 50 cm		

Kit completo UK 95 - SM 1095 in confezione « Self Service » — Prezzo di listino L. 4.900.

NUOVO DISPOSITIVO ELETTRONICO PER IL CONTROLLO DELLE CHIAMATE IN TELESELEZIONE

Un nuovo dispositivo che consente agli utenti di escludere temporaneamente determinate chiamate in teleselezione o riferite a servizi tassati è stato recentemente realizzato presso i laboratori di Agrate della SGS.

Il dispositivo è stato progettato per essere installato presso i centralini telefonici privati dove esiste l'esigenza di disabilitare da determinati servizi un certo numero di apparecchi telefonici. Può inoltre essere installato presso abbonati singoli (esercizi pubblici, negozi, studi professionali, abitazioni, ecc.) per consentire al titolare dell'abbonamento di abilitare o disabilitare in qualunque momento l'apparecchio ai servizi suddetti, mediante un'apposita chiave.

Attualmente gli utenti, al cui apparecchio telefonico possono accedere molte persone non tutte controllabili, per garantirsi contro costose chiamate abusive non hanno invece altra soluzione che richiedere la disabilitazione permanente dalla teleselezione.

Il nuovo dispositivo progettato dai laboratori di Agrate della SGS per abilitare o disabilitare gli apparecchi telefonici privati alle chiamate in teleselezione. Le dimensioni di questo dispositivo, realizzato con microcircuiti, superano di poco quelle di un pacchetto di sigarette.

La SGS ha realizzato questo dispositivo con i propri microcircuiti riducendone quindi le dimensioni a quelle di una scatoletta poco più grande di un pacchetto di sigarette. Non richiede inoltre alcuna modifica agli attuali circuiti delle centrali telefoniche ed esclude ogni possibilità di disturbi.

Il dispositivo è costituito essenzialmente da un contatore capace di effettuare il conteggio degli impulsi corrispondenti alla prima cifra selezionata mediante il disco combinatore e da un interruttore posto in serie al doppino telefonico. Se la comunicazione richiesta è in teleselezione oppure riguarda i servizi tassati, gli impulsi corrispondenti alla prima cifra sono rispettivamente nove o dieci o uno: in questi casi il contatore comanda l'apertura dell'interruttore in serie alla linea ed interrompe il collegamento tra centrale e telefono.

Di questo dispositivo sono state realizzate due versioni:

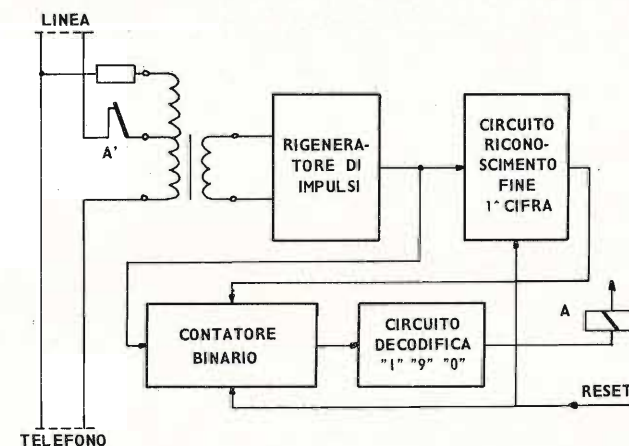
versione 1: particolarmente indicata per l'utilizzazione in centrale e nei centralini, dato il limitato costo dei componenti impiegati;

versione 2: particolarmente indicata per l'utilizzazione presso utenti privati, dato il limitato assorbimento di potenza.

Nella versione 1 l'alimentazione è fornita dalle batterie di centrale, mentre nella versione 2 si rende necessario l'impiego di un alimentatore con batteria in tampone.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Campo di temperatura		da 0 a 70 °C
Alimentazione		+ 5 V
Consumo	versione 1:	400 mW
	versione 2:	100 mW
Attenuazione del segnale fonico		0,7 dBm
Impedenza in continua verso massa		∞

Schema a blocchi semplificato del circuito SGS allo stato solido per la disabilitazione ai servizi ausiliari tassati ed alle chiamate in teleselezione.

SCHEMA A BLOCCHI SEMPLIFICATO

Gli impulsi corrispondenti alla cifra selezionata mediante il disco combinatore vengono trasferiti, tramite trasformatore, ad un rigeneratore di impulsi la cui uscita è collegata ad un circuito di riconoscimento fine prima cifra e ad un contatore binario. Il circuito di riconoscimento fine prima cifra è tale da tenere abilitato il contatore al conteggio solo durante l'invio degli impulsi corrispondenti alla prima cifra e da tenerlo disabilitato al conteggio per tutte le cifre successive. In tal modo il contatore binario memorizza la prima cifra.

Se la prima cifra composta dal disco combinatore è una cifra da bloccare, all'uscita del decodificatore è presente un segnale che mantiene eccitato il relé A e quindi apre il contatto A' in serie alla linea.

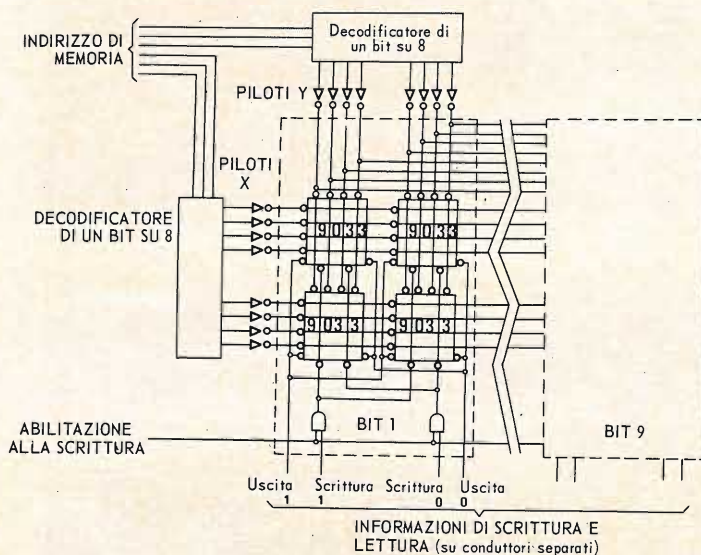
Quando si aggancia il microtelefono, il dispositivo viene riportato alle condizioni iniziali da un segnale di reset.

NUOVA UNITÀ DI MEMORIA PER CALCOLATORI ELETTRONICI

É stata annunciata dalla SGS una unità di memoria monolitica planare epitassiale a 16 bit ad accesso casuale a lettura non distruttiva.

Il dispositivo di memoria a microcircuiti, denominato M μ L 9033, è compatibile con tutti i microcircuiti CCSL della SGS; è cioè il primo elemento a funzione complessa che viene a a far parte della famiglia CCSL.

Progettato per essere applicato in sistemi che utilizzino memorie tampone molto rapide, l'M μ L 9033 è costituito in modo da immagazzinare un bit per ciascuna delle 16 parole. Può essere impiegato nella gamma di temperatura standard da 0 a 75 °C ed è disponibile in contenitore di ceramica a 14 piedini del tipo « dual-in-line » (la disposizione dei piedini è compatibile con gli altri elementi CCSL); sostituisce 16 flip-flop e consente notevoli risparmi nel tempo di montaggio e di progettazione.

Un esempio tipico di come l'MμL9033 possa venire usato per realizzare memorie per parole a qualsiasi numero di bit.

Date le sue caratteristiche, il nuovo dispositivo presenta notevoli vantaggi per i costruttori di apparecchiature per l'elaborazione dei dati. Una memoria che usi l'unità M μ L 9033 può avere un qualsiasi numero di bit per parola con un numero totale di parole multiplo di 16. Il tempo tipico di accesso per la lettura è di 15 ns; l'ampiezza dell'impulso di scrittura può ridursi fino a 25 ns. Tra la richiesta d'informazione e la lettura di un bit precedentemente memorizzato è sufficiente un tempo minore a 20 ns mentre tra la scrittura e la lettura intercorrerà un tempo inferiore a 35 ns.

L'immunità al rumore è elevata ed è superiore, tipicamente, ad 1 V. La dissipazione di potenza è bassa, ha un valore tipico di 250 mW a 5 V (310 mW massimo). Possiede un alto « fan-out » (possibilità di uscite) — l'uscita è in grado di assorbire 40 mA — ed è possibile avere un'uscita sia diretta sia complementata. Si può accedere fino a quattro indirizzi simultaneamente e senza distruggere l'informazione memorizzata. È possibile effettuare l'OR di connessione e in tal caso è necessaria una resistenza esterna dal positivo per alimentare il nodo di uscita. L'espansione della parola risulta pertanto relativamente facile. L'unità di memoria è composta da 16 flip-flop di tipo R-S disposti a matrice a 4 x 4 ingressi ed è integrata su un'unica piastrina di silicio secondo il processo planare della SGS.

L'indirizzo desiderato è selezionato portando a livello logico « 1 » (2,5 V tipici) le linee di selezione X-Y e mantenendo gli indirizzi non selezionati al livello logico « zero » (approssimativamente a potenziale di terra).

L'informazione ed il suo complemento, memorizzati nella cella selezionata, possono essere letti ai terminali d'uscita. Se la cella selezionata contiene un « uno », l'uscita « uno » sarà bassa; l'uscita « zero » sarà alta.

La scrittura è effettuata da uno degli amplificatori di scrittura. Per scrivere « uno » si indirizza la cella e l'ingresso dell'amplificatore « scrittura uno » viene portato al livello logico « uno ». Per scrivere zero l'ingresso dell'amplificatore « scrittura zero » è portato ad un livello logico « uno ».

L'interesse destato in molti dei nostri lettori da un articolo da noi precedentemente pubblicato sul medesimo argomento ci ha spinti a riportare da Toute l'Electronique l'articolo che segue, assai originale, sia dal punto di vista teorico, sia da quello realizzativo. Numerosi lettori — infatti — si interessano di fotografia, e molti di essi svolgono in forma autonoma la vera e propria attività di laboratorio, provvedendo sia allo sviluppo delle negative, sia all'ingrandimento.

LABORATORIO FOTOGRAFICO

a cura di L. Biancoli

REALIZZAZIONE DI UN ESPOSIMETRO ELETTRONICO PER INGRANDITORI FOTOGRAFICI

Nell'attività del fotografo dilettante, è ovvio che — in misura direttamente proporzionale all'esperienza pratica — l'operatore può sempre ottenere risultati eccellenti, in quanto è possibile scegliere l'inquadratura definitiva, il formato, la qualità della carta, ecc. Tuttavia, allorché si dispone di uno strumento elettronico che sia in grado di prestabilire con rigorosa esattezza le caratteristiche di esposizione, è certamente più facile ottenere quelle gradazioni di contrasto e quei tempi di esposizione che permettono di conseguire i risultati più soddisfacenti.

Senza gravi difficoltà, ed impiegando materiale facilmente reperibile in commercio, chiunque può costruire questa apparecchiatura dal funzionamento ineccepibile e sicuro, traendone così un enorme vantaggio agli effetti del tempo impiegato per effettuare gli ingrandimenti, nonché della qualità degli stessi.

Chiunque si occupi di fotografia riscontra solitamente un certo numero di problemi, legati al fatto che, nella maggior parte dei casi, questa attività è soltanto saltuaria, e considerata come un semplice passatempo. Il più importante di questi problemi è la misura del tempo corretto di esposizione della carta sensibile, per l'esecuzione di stampe di copie e di ingrandimenti.

A tale scopo, è comodo ricorrere all'impiego di una cellula fotoelettrica, che permette — con estrema facilità — di conoscere il tempo di posa esatto, in funzione della sensibilità dell'emulsione della carta. Tuttavia, quando si tratta di eseguire degli ingrandimenti, l'impiego delle cellule è in genere riservato ai professionisti, mentre il dilettante fotografo medio preferisce l'impiego di un metodo assai semplice, ma assai laborioso: esso consiste nel ritagliare una striscia di carta sensibile, e nell'esporne zone successive con tempi progressivamente più lunghi, in progressione geometrica. Dopo lo sviluppo, egli sceglie la parte che giudica la migliore, effettuando poi l'ingrandimento col tempo di esposizione ad essa corrispondente. Con questo sistema è indubbio il fatto che

si ottengano risultati assai soddisfacenti, con lo svantaggio — tuttavia — di una notevole perdita di tempo.

La comparsa sul mercato delle cellule fotoresistenti al solfuro di cadmio (CdS), che presentano nel medesimo tempo buone prerogative di sensibilità e di economia, ha consentito la realizzazione di un esposimetro assai semplice, che permette di rendere automatico — in notevole misura — tutto il procedimento di esposizione.

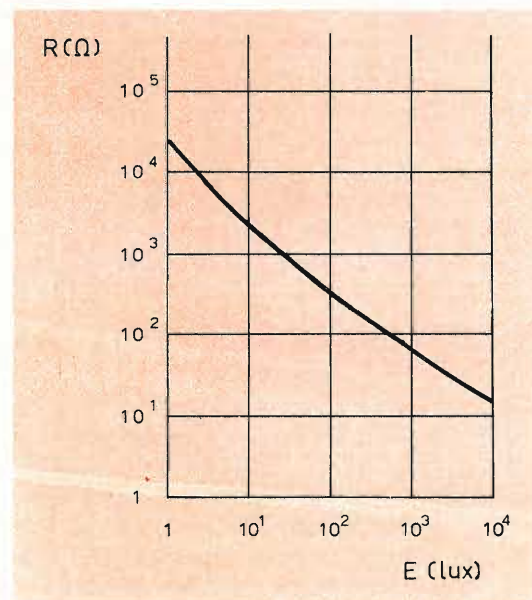



Fig. 1 - Grafico illustrante la variazione della resistenza interna di una cellula fotoelettrica al solfuro di cadmio (espressa in ohm), in funzione dell'intensità luminosa che la colpisce (espressa in lux). A massima intensità di luce corrisponde la resistenza minima.

FUNZIONAMENTO DELL'ESPOSIMETRO

Dal momento che in varie altre occasioni ci siamo occupati della teoria di funzionamento delle cellule sensibili alla luce basate sullo sfruttamento delle caratteristiche del solfuro di cadmio, eviteremo questa volta d iintrattenerci su questo argomento: ci basti quindi rammentare che una variazione di intensità della luce che colpisce la suddetta cellula viene tradotta in una variazione della sua resistenza elettrica, come si osserva nel grafico illustrato nella **figura 1.** In essa si nota infatti che con l'aumentare dell'intensità luminosa E, espressa in lux, diminuisce la resistenza espressa in ohm.

La cellula impiegata è un esemplare del tipo RPY 18, il cui basso costo permette un notevole numero di impieghi assai interessanti, dei quali avremo certamente occasione di occuparci in altra sede.

Per la misura del tempo di esposizione, non occorre altro che sostituire i provini di carta sensibile con cui si effettua la ricerca dell'esposizione più adatta, con una cellula di questo tipo: in tal caso, la misura della resistenza elettrica della cellula in corrispondenza di varie intensità di luce è sufficiente per stabilire le caratteristiche di esposizione più idonee.

Naturalmente, la misura potrebbe essere effettuata semplicemente con un ohmetro, compilando una tabella in base alla quale sia possibile prestabilire i valori voluti: ciò, tuttavia, complicherebbe notevolmente l'operazione, soprattutto per il fatto che la lettura della resistenza in camera oscura si presenterebbe piuttosto problematica, ed il funzionamento resterebbe prettamente manuale.

Di conseguenza, si è preferito trovare un metodo che permetta di prestabilire le caratteristiche di esposizione: in base a ciò, l'esposizione corretta della carte corrisponde pertanto ad una certa intensità della luce che colpisce la cellula, vale a dire ad un certo valore della sua resistenza intrinseca. In altre parole, si tratta di procedere in senso inverso, e di regolare opportunamente la resistenza che la cellula presenta, variando l'intensità della luce tramite il diaframma sulla sorgente di luce dell'ingranditore.

La cellula citata (PR) costituisce uno dei bracci di un ponte di Wheatstone, come si osserva alla **figura 2.** Questo ponte è costituito — inoltre — da una resistenza R, il cui valore dipende dal tempo di posa scelto, e da due resistenze, R4 ed R6. Due amplificatori a collegamento diretto, consistenti rispettivamente in T1-T3 ed in T2-T4, provocano l'accensione delle lampade spia L1 oppure L2, a seconda del grado di sbilanciamento del ponte. Quando l'illuminazione assume il valore adatto, i rapporti R4/R6 e PR/R sono eguali tra loro, per cui il ponte risulta in equilibrio, ed entrambe le lampade spia rimangono spente.

sione di 400 millivolt, è sufficiente che si verifichino variazioni di 100 millivolt in più o in meno ai capi dell'elemento PR, per determinare l'accensione di una lampada.

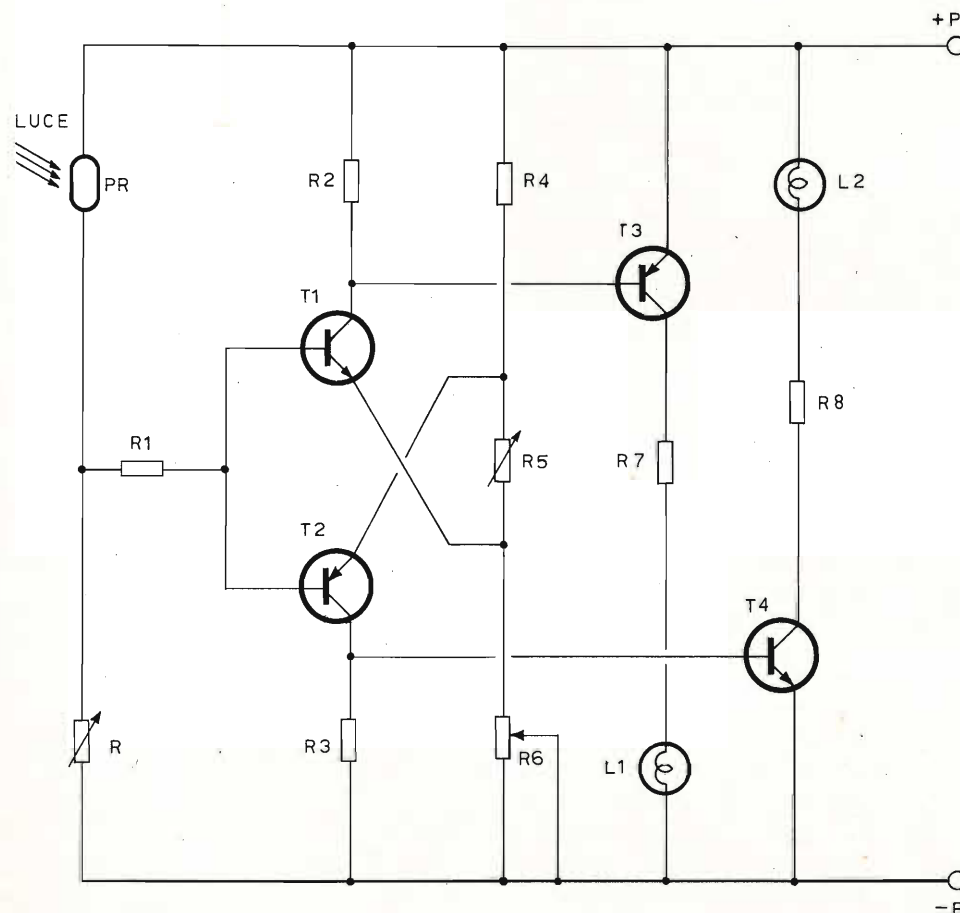



Fig. 2 - Il circuito dell'apparecchiatura di misura consiste praticamente in un ponte, di cui la cellula PR costituisce uno dei quattro bracci. Gli altri tre consistono in R, R4 ed R6. Quando il ponte è in equilibrio, entrambe le lampade spia L1 ed L2 sono spente. R5 serve per compensare gli eventuali squilibri dovuti ad asimmetrie del circuito, mentre R6 ha il compito di permettere la regolazione dell'equilibrio del ponte, bilanciando la resistenza che PR assume quando viene colpita da una determinata intensità luminosa.

Il compito della resistenza regolabile (semifissa) R5 consiste nel compensare i valori della tensione presente tra base ed emettitore (V_{be}) dei due transistori di ingresso, che ammontano approssimativamente a 300 millivolt ciascuna; in pratica, se ai capi di R5 è presente una tensione di 400 millivolt...

La resistenza R1 protegge i transistori T1 e T2 contro gli eventuali sovraccarichi, quando il valore di resistenza presentato dalla cellula fotosensibile PR è assai ridotto (ad esempio, in presenza di luce diurna indiretta). In condizioni normali, R1 comporta una leggera perdita di sen-

sibilità, che però può essere considerata assolutamente trascurabile ai fini pratici.

Infine, le resistenze R7 ed R8 provvedono a limitare l'intensità delle correnti che attraversano le due lampade spia L1 ed L2. È pertanto assai evidente che queste correnti non devono presentare una intensità maggiore di 150 milliampère, per la quale le lampade sono previste; oltre a ciò, l'esperienza dimostra che è più opportuno limitare la corrente ad un valore inferiore a quello effettivamente necessario, affinché la luce prodotta dalle lampade in questione non risulti eccessiva nella camera oscura. Le resistenze R7 ed R8, entrambe del valore di 68 ohm, limitano l'intensità di corrente al valore approssimativo di 120 milliampère.

VALUTAZIONE DEL TEMPO DI ESPOSIZIONE

Per procedere nel modo più razionale possibile, si è preferito scegliere a priori — come si è detto — un determinato tempo di posa, e regolare in conformità l'intensità della luce di esposizione. Non resta quindi che stabilire la durata della esposizione da adottare, variando opportunamente il valore di R e di R9.

Il controllo elettronico

Nei casi in cui si desideri stampare diverse copie di una stessa fotografia, è assai opportuno disporre di un'apparecchiatura automatica. Per questo preciso scopo, è stata tentata con successo la realizzazione di un'apparecchiatura funzionante a transistori, che permette di ottenere semplicemente, e con ottima stabilità, il controllo di periodi di esposizione che raggiungono una durata massima di 10 minuti circa. La **figura 3** ne illustra lo schema elettrico di principio.

Un condensatore a carta (C1) del valore di 5 microfarad (meglio se si tratta di un condensatore con dielettrico in Mylar) si carica lentamente attraverso la resistenza R9. Un transistore ad effetto di campo, T5, montato in un circuito del tipo denominato ad accoppiamento diretto, e la cui impedenza di ingresso in corrente continua è assai elevata (dell'ordine cioè di 1.000 Megaohm) trasferisce fedelmente la tensione di carica di C1 ai capi di R10.

Il transistore T6, impiegato con collettore a massa, trasferisce del pari questa tensione ai capi di R11, con un'impedenza abbastanza ridotta per poter essere impiegata per il controllo del circuito Schmitt, costituito dai due transistori T7 e T8.

Non appena questa tensione raggiunge approssimativamente la metà del valore della tensione di alimentazione, il circuito Schmitt entra in funzione, ed interrompe la corrente che circola nell'avvolgimento di eccitazione del relé, del tipo normalmente aperto. Il valore assai elevato dell'impedenza di ingresso del transistore T5 permette inoltre di conferire ad R9 valori assai elevati, che possono giungere a 100 o 200 Megaohm. Nella realizzazione descritta, sussiste la relazione approssimativa.

$$t \simeq 3\ R9$$

(nella quale t rappresenta il tempo espresso in secondi, ed R9 è il valore ohmico espresso in Megaohm).

In questo modo, è possibile ottenere intervalli di tempo dell'ordine di 10 minuti, e varianti assai poco col variare della temperatura, entro limiti compresi tra 0 e + 75 °C. La durata del periodo t dipende — per contro — dal valore della tensione di alimentazione, e questo fenomeno può essere facilmente sfruttato per compensare le variazioni di luminosità dovute alle fluttuazioni della tensione di rete: il lettore che volesse accertare quanto sopra potrà assai facilmente effettuare il calcolo e constatarlo in linea teorica.

L'ALIMENTAZIONE

La sezione di alimentazione deve essere in grado di fornire approssimativamente una corrente di intensità di 100 milliampére, con una tensione di 12 volt. A tale scopo, è più che sufficiente utilizzare un piccolo trasformatore adatto all'accensione di filamenti, previa rettificazione seguita da regolare filtraggio. La **figura 4** illustra lo schema elettrico della sezione di

alimentazione, e mette in evidenza la resistenza R17, del valore di 100 ohm, che impedisce che la tensione presente ai capi dei due condensatori di filtraggio C2 e C3, superi il valore di 12 volt in caso di funzionamento a vuoto.

LA REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito elettrico, il cui schema generale è illustrato alla **figura 5**, può essere realizzato su circuito stampato, oppure impiegando una basetta di cartone bacheliz-

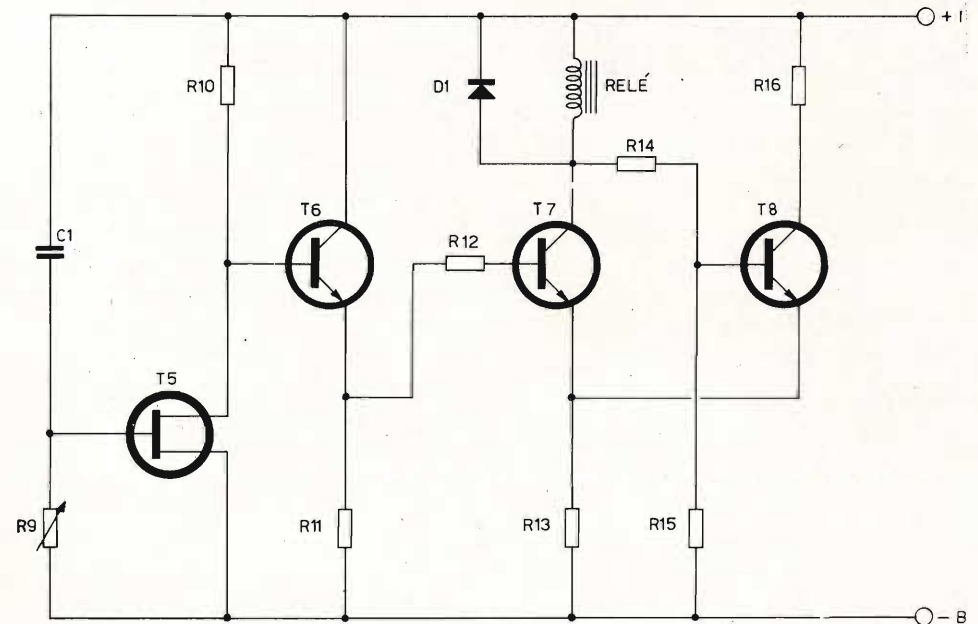



Fig. 3 - Circuito elettrico dell'apparecchiatura di controllo. La carica e la scarica di C1 determina alternativamente l'eccitazione e la diseccitazione del relé, che comanda l'accensione della lampada dell'ingranditore. Il diodo D1 ha il compito di neutralizzare gli impulsi di sovratensione che si manifestano ai capi dell'avvolgimento di eccitazione del relé quando T7 entra in stato di interdizione.

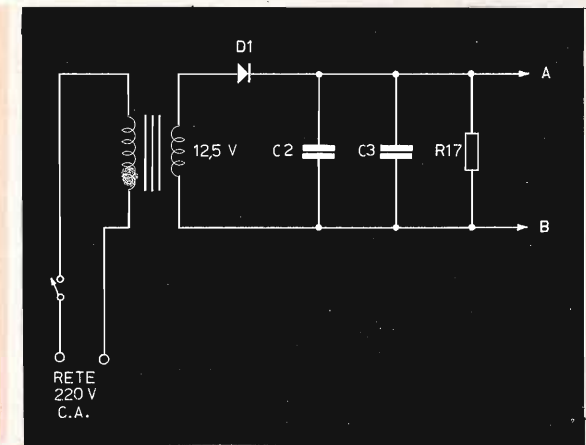



Fig. 4 - Circuito elettrico della sezione di alimentazione. Un unico trasformatore che fornisca una tensione secondaria di 12 volt, con una corrente di 1,5 ampère, è in grado di alimentare l'intera apparecchiatura. R17 ha il compito di creare un certo assorbimento di corrente quando l'alimentatore funziona a vuoto.

zato forato, del tipo facilmente reperibile in commercio per i montaggi sperimentali.

Il relé presenta una resistenza alla corrente continua dell'avvolgimento di ecci-

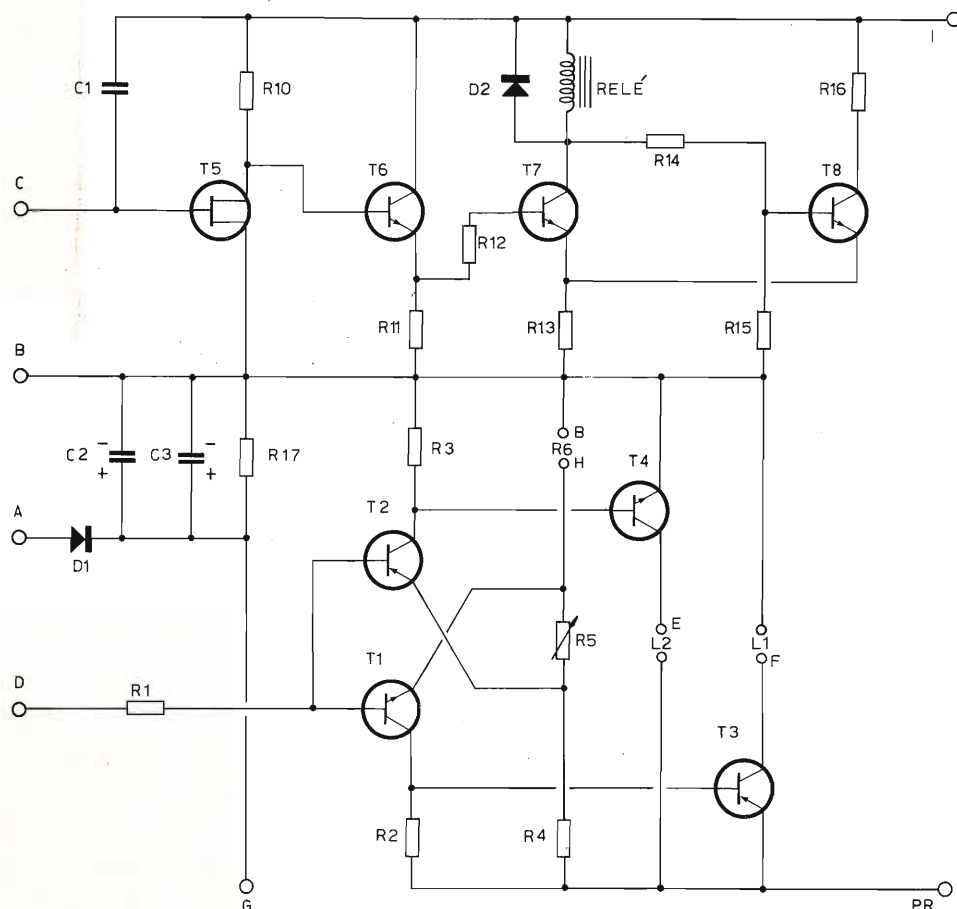



Fig. 5 - Schema elettrico del circuito che viene realizzato sulla basetta recante la maggior parte dei componenti. Le sigle dei vari terminali corrispondono a quelle riportate sulla figura del circuito stampato, sugli schemi elettrici, e sullo schema generale dell'intero impianto di controllo. La tensione positiva fornita dall'alimentatore viene applicata alternativamente al circuito di misura tramite la presa PR, ed al temporizzatore tramite il contatto I, attraverso il commutatore S2.

I transistori sono del tipo 2N 1304 e 2N 1305, a seconda della loro polarità. Il transistore ad effetto di campo (T5) è invece del tipo U 147, di produzione Siliconix. Anche nei suoi confronti, il tipo citato non è critico, per cui è possibile usarne qualsiasi altro esemplare, purché sia ad effetto di campo ed al silicio. Il tipo U 147 è stato scelto unicamente a causa del suo costo ridotto.

tazione compresa tra 450 e 550 ohm, con tensione di eccitazione minima di 4 o 5 volt. Nell'eventualità che il tipo adottato sia munito di più contatti, è sufficiente impiegarne soltanto una coppia, oppure collegare in parallelo tra loro le coppie disponibili, onde aumentare la portata di corrente, e diminuire la resistenza di contatto.

ELENCO DEL MATERIALE OCCORRENTE PER LA REALIZZAZIONE DELL'ESPOSIMETRO ELETTRONICO

DESCRIZIONE	N. G.B.C.
Resistenze	
R = Vedi tabella a parte	
R1 = 10.000 ohm 1/2 W	DR/31
R2 = 1.000 ohm 1/2 W	DR/31
R3 = 1.000 ohm 1/2 W	DR/31
R4 = 2.200 ohm 1/2 W	DR/31
R5 = 1.000 ohm semifissa	DP/170
R6 = 1.000 ohm potenziometro logaritmico	DP/1250
R7 = 68 ohm 2 W	DR/270
R8 = 68 ohm 2 W	DR/270
R9 = Vedi tabella a parte	
R10 = 100 kohm 1/2 W	DR/31
R11 = 10.000 ohm 1/2 W	DR/31
R12 = 5.600 ohm 1/2 W	DR/31
R13 = 330 ohm 1/2 W	DR/31
R14 = 3.300 ohm 1/2 W	DR/31
R15 = 6.800 ohm 1/2 W	DR/31
R16 = 390 ohm 1/2 W	DR/31
R17 = 100 ohm 2 W	DR/270
Condensatori	
C1 = 2+3 μF (in parallelo)	B/186-3 B/186-4
C2 = 1.000 μF - 12 V elettrolitico	B/301-8
C3 = 1.000 μF - 12 V elettrolitico	B/301-8
Transistori e diodi	
T1 - T4 - T6 - T7 - T8 = 2N 1304 o equivalente	
T2 - T3 = 2N 1305 o equivalente	
T5 = U 147 o equivalente (ad effetto di campo)	
PR = Cellula al CdS RPY 18 o equivalente	
D1 = SFR 152 o equivalente	
D2 = OA 70 o equivalente	
Trasformatori	
T1 = Prim. universale, Sec. 12,5 V - 1,0 A	HT/3630
Commutatori	
S1 = 2 vie, 6 posizioni, rotativo	GN/160
S2 = 2 vie, 3 posizioni, rotativo	GN/180
S3 = Monopolare, a pulsante (tipo da campanello)	GL/260
Varie	
L1 - L2 = Lampade spia, 6 V, 150 mA	GH/280
Minuteria	
Una basetta forata da mm 105 x 105 (tagliata)	O/179-1
Un involucro metallico	
Due supporti per lampade spia (rossi)	GH/2430
Un raccordo per cellula fototelettrica	
Tre prese bipolari da 6 A, per lampade di servizio del laboratorio, e per la lampada dell'ingranditore	
Un relé normalmente aperto. Tens. commut. 250 V, corr. 2 A Tens. eccit. 4-5 V Resistenza alla C.C. circa 500 ohm	

La **figura 6** illustra l'aspetto del circuito stampato, visto dal lato delle connessioni, unitamente alla posizione dei vari componenti, visti per trasparenza dal lato opposto. L'intera basetta deve avere le dimensioni di 105 x 105 millimetri, per cui tutto il circuito può essere contenuto comodamente in un involucro di lamiera metallica, provvista di un pannello frontale recante le lampade spia, i comandi esterni, e le prese di collegamento.

Fig. 6 - Aspetto del circuito stampato, visto dal lato delle connessioni. Sono evidenziate le sigle dei vari componenti rappresentati per trasparenza, nonché quelle di riferimento ai collegamenti dell'intero circuito. Come si può osservare, alcuni componenti, e precisamente, R, R6, R7, R8, R9, L1 ed L2, sono esterni alla basetta.

La **figura 7** fornisce infine lo schema delle connessioni tra i vari settori dell'apparecchiatura. Il commutatore S1 (a due vie, sei posizioni) permette di scegliere il tempo di posa voluto (variando il valore della resistenza R9) e la sensibilità della cellula (variando contemporaneamente il valore della resistenza R), a seconda delle esigenze. I valori di R e di R9 corrispondenti ai vari periodi di posa compresi tra 1 secondo e 32 secondi sono elencati in una apposita tabella a parte.

Il commutatore di funzione, S2 è del tipo a due vie, tre posizioni. La posizione L (luce) corrisponde all'illuminazione normale del laboratorio, mediante luce bianca, per l'esame delle copie stampate o dei negativi. La posizione M (misura) corrisponde invece alla misura dell'esposizione; quando è inserita questa posizione, risulta accesa soltanto la lampada dell'ingranditore, e l'apparecchiatura elettronica di misura lo viene in tal caso alimentata dalla tensione di 12 volt fornita dall'apposito rettificatore, tramite il collegamento PR della linea positiva. Infine, in posizione P (posa), la lampada bianca è spenta, mentre la lampada rossa risulta accesa; la lampada dell'ingranditore si accende in tal caso soltanto quando il relé si chiude, vale a dire durante un periodo di tempo T, dopo la chiusura dell'interruttore S3, che è del tipo a pulsante, senza posizione di arresto. In questa posizione, la tensione positiva di 12 volt, uscente del terminale G, viene applicata al temporizzatore tramite il collegamento I.

Posizione	Tempo di posa in secondi	Valore di R	Valore di R9
1	1	470 Ω	330 kΩ
2	2	1 kΩ	680 kΩ
3	4	2,2 kΩ	1,5 MΩ
4	8	3,9 kΩ	2,7 MΩ
5	16	8,2 kΩ	5,6 MΩ
6	32	15 kΩ	12 MΩ

Tabella elencante i valori di R e di R9, commutabili tramite i due settori a comando unico di S1, per variare i tempi di esposizione entro limiti compresi tra 1 e 32 secondi. Ovviamente, impiegando un commutatore avente un maggior numero di posizioni, è possibile aggiungere altre coppie di valori, facilmente determinabili per tentativi, per ottenere tempi di esposizione inferiori ad un secondo, e superiori a 32. I valori si intendono da 1/2 W, con tolleranza dell'1%.

USO DELLO STRUMENTO

In primo luogo, occorre precisare che **in nessun caso** è opportuno che il circuito elettronico sia collegato alla massa metallica dell'involucro: quest'ultimo deve essere infatti completamente isolato dal circuito, per ovvie ragioni di sicurezza. Oltre a ciò, è assai consigliabile collegare la stessa scatola, come pure l'ingranditore, ad una buona presa di terra, onde evitare qualsiasi pericolo di scossa elettrica, in particolare quando le mani dell'operatore sono umide di acidi di sviluppo o di fissaggio.

L'intera apparecchiatura deve normalmente funzionare senza alcuna precedente messa a punto, a patto — beninteso — che il cablaggio sia corretto. Ciò che segue costituisce le uniche norme che occorre rispettare agli effetti della taratura da eseguire una sola volta al momento del collaudo, in funzione di un determinato tipo di carta, o di diversi tipi.

A Verificare innanzitutto che i tempi di posa corrispondenti alle sei posizioni di S1 siano corretti, nel limite della precisione dovuta alla tolleranza dei valori dei componenti usati. È importante che essi siano in progressione geometrica, in ragione di 2, con una tolleranza del 10% in più o in meno, sebbene il loro valore assoluto sia meno critico.

B Predisporre il commutatore S1 sulla posizione 4 (corrispondente ad una esposizione di 8 secondi).

C Scegliere un negativo avente una caratteristica di contrasto e di densità media, e regolare il diaframma fino ad ottenere un positivo correttamente esposto, procedendo per tentativi, come si fa normalmente quando non si dispone dell'esposimetro.

D Scegliere una zona piuttosto scura del negativo, nella quale si desidera ottenere una buona ricchezza di dettagli (in una fotografia in cui sono rappresentate delle persone, la scelta più opportuna cade solitamente sul volto di una di esse). Senza variare il rapporto di ingrandimento della prova precedente, né l'apertura del diaframma che regola l'intensità della luce fornita dalla lampada dell'ingranditore, predisporre la cellula fotoelettrica sulla zona scelta della proiezione del negativo, in sostituzione della carta sensibile, e regolare R6 finché entrambe le lampade spia L1 e L2 risultino spente. A questo punto è necessario regolare R5, in modo tale che le due lampade siano ben spente, ma che il minimo spostamento del valore di R6 sia sufficiente a determinare l'accensione di una di esse. Ciò fatto, l'apparecchio può essere considerato pronto per l'impiego. Una volta compiute le suddette operazioni, il suo uso è assai facile: naturalmente, qualora si desideri usare alternativamente più tipi di carta sensibile, la medesima messa a punto dovrà essere compiuta nei confronti di ciascuno di essi, variando

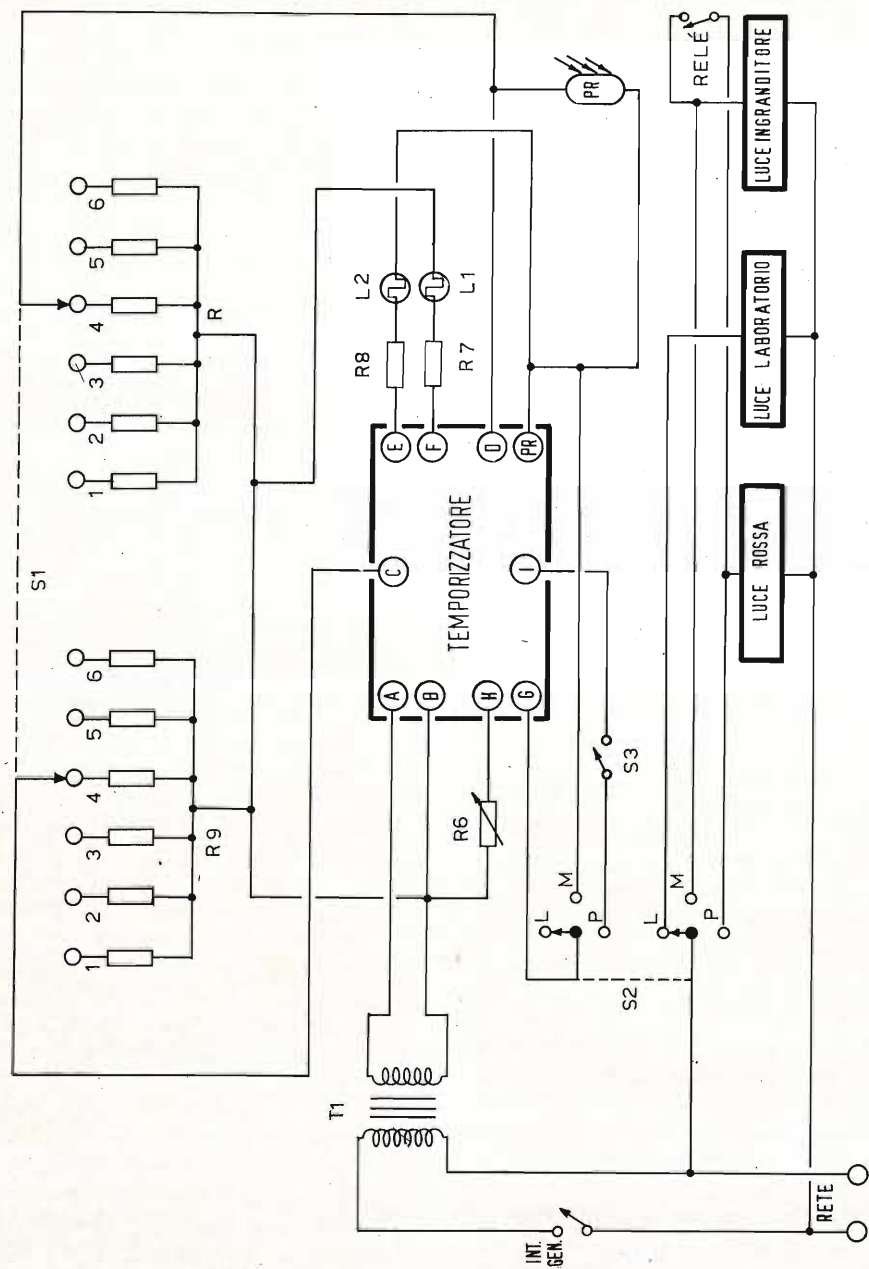



Fig. 7 - Schema generale dell'impianto, con rappresentazione semplificata della basetta recante i circuiti elettronici di misura e di controllo. Il commutatore S1 serve per variare contemporaneamente il valore di R e quello di R9. S2 ha il compito di predisporre l'apparecchiatura per le tre posizioni, e precisamente per la posizione « luce » (L), « misura » (M) e « posa » (P). S3 è invece l'interruttore a pulsante che comanda l'esposizione la cui durata viene controllata automaticamente. S1, S2, S3 ed R6 costituiscono i quattro comandi che — unitamente all'interruttore generale — controllano l'apparecchiatura.

opportunamente l'apertura del diaframma.

Per ogni negativo, è sufficiente scegliere a priori un determinato tempo di posa, e predisporre la cellula su una delle zone più scure dell'immagine negativa proiettata sul piano dell'ingranditore, mentre il commutatore S2 si trova sulla posizione M, dopo di che si regola il diagramma fino ad ottenere lo spegnimento contemporaneo delle due lampade spia.

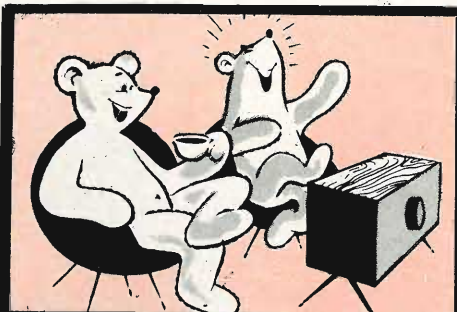
Occorre però rammentare che è sempre bene lavorare con diaframmi abbastanza stretti (tra f/8 ed f/16); per ottenere il risultato migliore, basta modificare il tempo di esposizione in conformità.

Una volta stabilito tale valore, dopo aver portato il commutatore S2 sulla posizione P, si premerà il pulsante S3, ed avrà inizio l'esposizione, la cui durata verrà regolata automaticamente ad opera dell'apparecchiatura elettronica. Una volta che la lampada dell'ingranditore si sia spenta al termine dell'esposizione, S2 deve essere lasciato in posizione P, affinché la lampada rossa rimanga accesa per poter provvedere allo sviluppo, o alla stampa di altre copie del medesimo negativo.

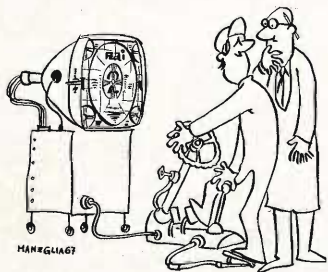
CONCLUSIONE

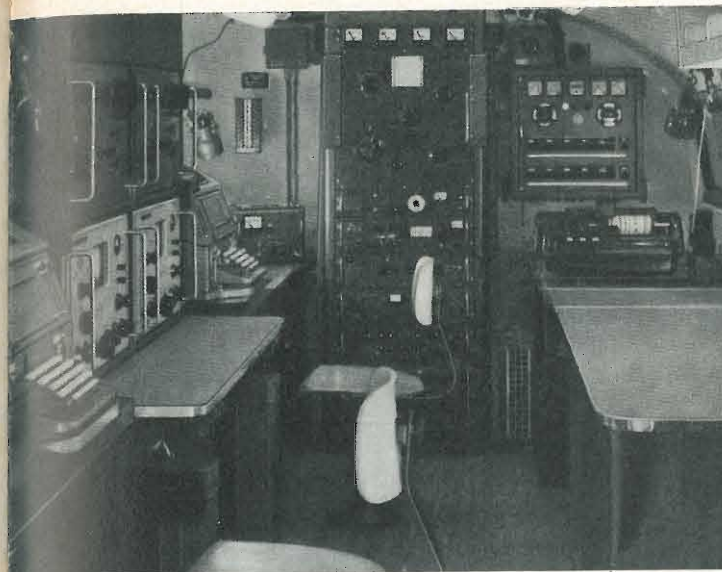
Con l'impiego di questa apparecchiatura, si è riscontrata la possibilità di accelerare considerevolmente il tempo necessario per eseguire la stampa su carta di fotografie e di ingrandimenti. Ciò, grazie al fatto che si può avere la più assoluta certezza, senza prove preliminari, di effettuare sempre l'esposizione corretta.

La semplicità di funzionamento di questo dispositivo è tale da permettere a qualsiasi persona, anche se non si è mai cimentata nello sviluppo di fotografie, di effettuare eccellenti ingrandimenti, una volta che sia stata edotta in merito alla tecnica di impiego.

Per questo motivo, chiunque abbia occasione di stampare da sé delle fotografie e di eseguire ingrandimenti, avrà certamente la convenienza a realizzare questo dispositivo, che comporta ben poche difficoltà, ed una spesa accessibile a chiunque svolga tale attività per semplice diletto.

VIDEO RISATE

TELERIPARATORI COSI'...
— Sfido io che non si sentiva l'audio! Dall'elenco componenti ricavato manca l'altoparlante..

COMANDI A DISTANZA
— Formidabile! Te lo aveva detto papà che sostituendo l'antenna, avrebbe funzionato anche con il televisore...

L'ARRANGISTA
— Ecco, vedi! E' semplicissimo: schiacci la frizione, dai un po' di gas... e passi al « secondo »!

— Non riesco a leggere bene la sigla, ma sono sicuro che si tratta di un tubo molto vecchio

RADIO AMATORI

a cura di P. Soati

Fra gli argomenti di maggiore attualità che attirano l'attenzione dei radioamatori due sono di importanza considerevole: uno di carattere tecnico, che riguarda essenzialmente i radioamatori alle prime armi, si riferisce alle misure di frequenza mediante le cosiddette **« figure di Lissajous »**, l'altro, d'importanza avveniristica, interessa i radioamatori più preparati che dispongano di ottime apparecchiature professionali ed è inerente alle radiocomunicazioni fra OM effettuate tramite la riflessione delle onde em sulla superficie lunare o di satelliti artificiali messi in orbita dall'uomo.

Esamineremo brevemente il primo argomento riservandoci di ritornare su di esso a suo tempo per pubblicare qualche schema elettrico di apparecchiatura costruita espressamente per facilitare tale tipo di misure, mentre per quanto concerne il secondo ci limiteremo, almeno per ora, a dare quelle definizioni che sono state approvate dal **C.C.I.R.** affinché vengano impiegate nella fraseologia tecnica relativa a quelle radiocomunicazioni che siano eseguite mediante l'impiego di satelliti artificiali, con astronavi od altri simili congegni spaziali.

Misura della frequenza mediante l'impiego di un oscillografo

L'oscilloscopio può essere impiegato utilmente per effettuare delle misure di precisione di frequenza purché si disponga di una frequenza di riferimento proveniente da un campione di frequenza o da un generatore avente elevate doti di stabilità.

Anziché riferirsi all'osservazione del battimento fra le due frequenze in causa, questo metodo comparativo si vale dell'analisi di alcuni caratteristici oscillogrammi che assumono delle forme geometriche ben determinate e stabili, note con il nome del fisico che le sperimentò per primo e cioè di « figure di Lissajous ».

È ovvio che la precisione della misura dipenderà esclusivamente dalla precisione della frequenza campione.

Chiamando con **« fx »** il valore della frequenza incognita e con **« fc »** il valore della frequenza campione di riferimento, le figure di Lissajous assumeranno forme diverse, ma ben definite, in funzione dei vari rapporti esatti di **« fx/fc »**. Per ottenere sullo schermo di un oscilloscopio le sud-

dette misure è necessario applicare, separatamente, le due frequenze « fx » e « fc » agli ingressi di deflessione verticale ed orizzontale. Questo collegamento può essere effettuato indifferentemente all'uno o all'altro ingresso e di conseguenza la «fx» potrà essere avviata al circuito di deflessione verticale e la « fc » a quello di deflessione orizzontale o viceversa. Generalmente si collega la « fx » ai morsetti di deviazione verticale e la « fc » ai morsetti di deviazione orizzontale, escludendo il circuito della base dei tempi.

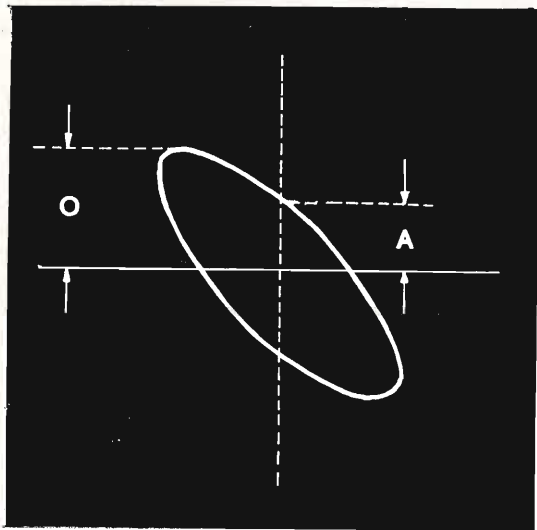



Fig. 1 - Classica figura di Lissajous.

Il guadagno dei due amplificatori di ingresso dovrà essere regolato, tramite due potenziometri, in modo da ottenere degli oscillogrammi aventi giuste proporzioni e che siano interamente contenuti nei limiti dello schermo.

Se le due frequenze sono identiche ed hanno forma sinusoidale, l'oscillogramma sarà composto da un ellisse inclinato nel quale l'angolo di sfasamento sarà uguale ad O/A le cui distanze, O e A, saranno misurate come indicato in figura 1.

Le figure 2 a, b, c, d, eccetera, si riferiscono sempre a due tensioni aventi la stessa frequenza ma con differenti sfasamenti.

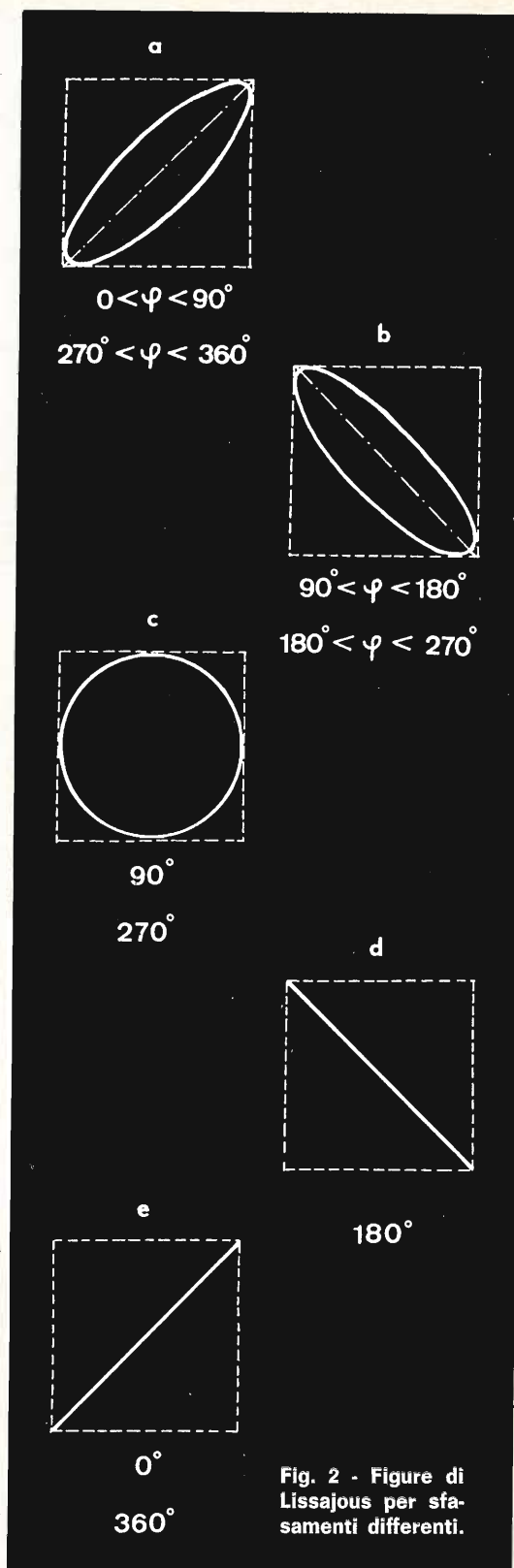



Fig. 2 - Figure di Lissajous per sfasamenti differenti.

Se la frequenza « fx » applicata all'ingresso di deflessione verticale ha un valore doppio della frequenza « fc », che è applicata all'ingresso di deflessione orizzontale, si otterranno degli oscillogrammi corrispondenti alla figura 3.

Qualora invece «fx» sia la metà di «fc», sullo schermo dell'oscilloscopio saranno visibili delle figure identiche a quelle di cui sopra ma ruotate in un angolo di 90°, (figura 4).

Nel primo caso la curva appare, a chi l'osserva, come fosse disegnata sopra un cilindro trasparente, ruotante sul suo asse verticale, nel secondo caso invece, pur conservando la figura la stessa forma, il cilindro sembrerà ruotare sul suo asse orizzontale.

Se la figura di Lissajous è sufficientemente stabile da consentire il conteggio del numero dei suoi inviluppi, il numero dei rapporti interni e frazionari può essere stabilito tramite la relazione **« Ix/Ic »** nella quale **« Ix »** indica il numero degli inviluppi (cioè degli anelli) tangenti all'orizzonte ed **« Ic »** il numero degli inviluppi tangenti alla verticale.

Detto rapporto in linea di massima non dovrà essere superiore a 10 altrimenti la troppa vicinanza fra loro dei punti di tangenza impedirebbe di effettuare il conteggio.

È evidente come un simile sistema di misura sia molto utile ai radioamatori i quali potranno valersene, in particolari condizioni, per effettuare l'azzeramento di frequenza dei loro TX, di un generatore a quarzo o di qualsiasi altro strumento di misura, su di una frequenza campione, come ad esempio, quella delle emissioni standard.

Un metodo simile a quello illustrato ma molto più pratico ed adottato generalmente nei laboratori che eseguono misure di frequenza di precisione sulle stazioni emittenti, è noto con il nome di **misura mediante il cerchio di sfasamento.**

In questo caso la figura circolare sullo schermo dell'oscillografo, si ottiene amplificando una delle due frequenze, generalmente quella campione, ed inviandola

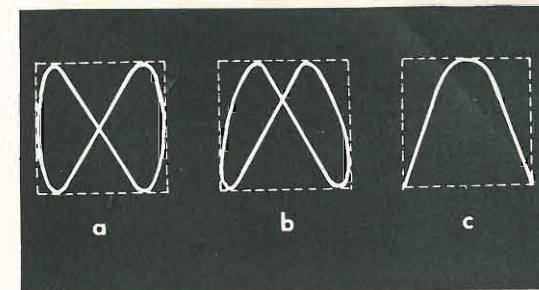



Fig. 3 - Rapporto tra le frequenze fx/fc = 2, con la rappresentazione di 3 sfasamenti differenti.

tanto alle placche che danno luogo alla deviazione verticale quanto a quelle per la deviazione orizzontale dopo averle fatto subire, tramite un apposito circuito, uno sfasamento di 90°. Un circuito di questo genere si può vedere in figura 6.

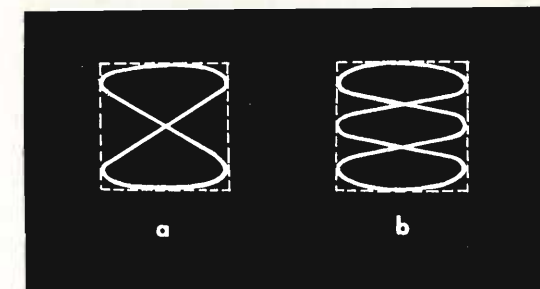



Fig. 4 - Rapporto fx/fc uguali ad 1/2 e 1/3.

L'altra frequenza sarà applicata alla griglia di comando del tubo catodico, generalmente attraverso un circuito limitatore ed un altro amplificatore. Ciò consentirà di ottenere sul cerchio luminescente un punto avente una luminosità sensibil-

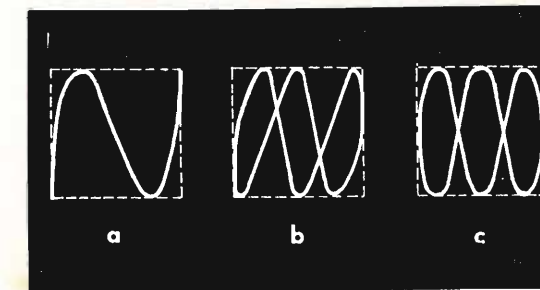



Fig. 5 - Rapporto fx/fc uguale a 3 con sfasamenti differenti.

mente superiore a quella del cerchio stesso. Detto punto rimarrà fermo qualora le due tensioni applicate alle placche di deviazione ed al Wehnelt (cioè alla griglia comando del tubo catodico) siano uguali, e ruoterà in un senso o nell'altro se le due frequenze differiscono di frequenza fra loro. Il senso dello spostamento del punto luminoso servirà a precisare se la differenza di frequenza della tensione « fx » sia da aggiungere o da sottrarre al valore di frequenza della tensione « fc ».

La velocità di rotazione del punto luminoso, che sarà misurata dal numero dei giri effettuati in un secondo, corrisponde alla differenza in Herz (cioè periodi), o frazione di Herz, fra le due frequenze.

Tale differenza potrà essere calcolata con maggiore precisione aumentando il tempo di controllo, portandolo ad esempio a 10 o più secondi, e dividendo alla fine del conteggio il numero dei giri complessivi per il tempo di osservazione.

Se ad esempio il punto luminoso ha eseguito tre giri completi in un secondo ciò significa che la differenza fra le due frequenze è di 3 Hz (infatti 3 : 1 = 3), ma se portando il tempo di controllo a 10 secondi constatiamo che il numero totale dei giri è di 27, possiamo stabilire che in effetti la differenza di frequenza è 2,7 Hz (infatti 27 : 10 = 2,7) e quindi ottenere una maggiore precisione nella misura, precisione che naturalmente dipenderà esclusivamente dalla stabilità della frequenza campione, dalla sua precisione e dalla stabilità della frequenza da misurare. Infatti sarebbe inutile eseguire misure notevolmente precise per una frequenza che rimane costante soltanto per un breve periodo di tempo.

Come abbiamo già visto nel paragrafo precedente anche in questo caso la misura è possibile qualora la differenza fra le due frequenze non sia maggiore di alcuni Herz. Da notare che questo dispositivo può essere anche usato per effettuare l'azzeramento di una frequenza avente un valore sensibilmente differente dalla frequenza campione inizialmente si effettueranno delle variazioni di frequenza piuttosto ampie fino a che non sia possibile osservare sul cerchio il punto girare molto velocemente; ciò significherà che si è in fase di avvicinamento verso la frequenza campione. Successivamente gli spostamenti di frequenza dovranno essere fatti molto lentamente fino a raggiungere l'azzeramento perfetto che corrisponde ad un punto perfettamente fermo sul cerchio.

Qualora la frequenza « fx » sia un multiplo della frequenza « fc » invece di un punto luminoso se ne osserveranno, sul cerchio, lo stesso numero corrispondente al rapporto « fx/fc » fra le due frequenze. Se ad esempio fx = 2000 Hz e fc = 1000 Hz si vedranno due punti, se fx = 3000 e fc è sempre uguale a 1000 si vedranno tre punti e così via.

Il valore della differenza relativa sarà dato dal numero dei giri dei punti **« N »** effettuati nel tempo **« t »** e precisamente **« N/t »**.

Fig. 6 - Circuito per ottenere uno sfasamento di 90°.

Termini e definizioni concernenti le radiocomunicazioni spaziali

Questo è l'elenco delle definizioni originali del CCIR che dovranno essere impiegate nelle radiocomunicazioni spaziali. Fra parentesi diamo anche la traduzione della definizione in lingua francese.

Congegno spaziale - (engin spatial) - Il termine congegno spaziale dovrà essere usato per definire tutti i tipi di veicoli spaziali, compreso un satellite della terra od una sonda destinata allo spazio lontano, con uomini o senza, come pure i razzi ed i palloni che penetrino a grande altezza nell'atmosfera esterna e nello spazio.

Spazio lontano - (espace lontain) - Una regione dello spazio situata a delle distanze uguali o superiori alla distanza esistente fra la Terra e la Luna.

Sonda spaziale - (sonde spatiale) - Congegno spaziale concepito in modo che possa sfuggire al campo gravitazionale della Terra, in modo da poter seguire una traiettoria che le consenta di compiere una determinata missione nello spazio.

Satellite - (satellite) - Un corpo ruotante attorno ad un altro corpo (ad esempio un pianeta), il cui movimento è principalmente determinato, in modo permanente, dalla forza di attrazione di questo corpo. Per estensione tale definizione vale per un satellite naturale che a sua volta può avere un altro satellite.

Corpo principale - (corps principal) - Il corpo che determina il movimento di un satellite (ad esempio la Terra per un suo satellite artificiale e la stessa Luna).

Orbita - (orbite) - Traiettoria descritta nello spazio dal centro di gravità di un satellite od altro oggetto spaziale, sotto la azione delle sole forze naturali, quali l'attrazione del corpo principale per gravitazione, l'azione di altri corpi, la pressione di radiazione e l'attrito atmosferico.

Orbita non disturbata - (orbite non perturbée de satellite) - L'orbita di un satellite che nel caso ideale dovrebbe essere dovuta unicamente all'attrazione del corpo principale supponendolo concentrato nel suo centro di gravità. (corrisponde alla sezione conica nel cui fuoco si trova il centro del corpo principale).

Elementi dell'orbita - (eléments de l'orbite de satellite ou autre objet spatial) - Parametro che consente di definire la forma, le dimensioni e la posizione dell'orbita di un corpo nello spazio, così pure la posizione nel tempo di questo corpo sull'orbita in rapporto ad un punto di riferimento, in un sistema di riferimento specificato.

Piano dell'orbita - (plan de l'orbite) - Piano contenente il raggio vettore ed il vettore relativo alla velocità di un satellite, il sistema di riferimento in questo caso corrisponde al sistema specificato per definire gli elementi dell'orbita.

Orbita diretta - (orbite directe) - Orbita del satellite tale che la proiezione del centro di gravità del satellite sul piano principale del sistema di riferimento giri nel senso diretto (per convenzione si definisce come senso diretto il senso inverso delle lancette di un rologio visto dal polo nord). Per un satellite della Terra il senso diretto corisponde al senso di rotazione della Terra stessa).

Orbita retrograda - (orbite rétrograde) - Orbita di un satellite tale che la proiezione del centro di gravità del satellite sul piano principale del sistema di riferimento, ruoti in senso inverso.

Angolo d'inclinazione di un'orbita - (angle d'inclinaison d'une orbite) - Angolo del piano dell'orbita di un satellite con il piano principale del sistema di riferimento; per un satellite vicino al corpo principale si sceglie abitualmente per piano principale il piano equatoriale di questo corpo. Per convenzione l'angolo di inclinazione di un'orbita diretta di un satellite è un angolo acuto e l'angolo di un orbita retrograda, un angolo ottuso.

Nodo ascendente-discendente - (noeud ascendant-descendant) - Punto dove l'orbita di un satellite, o di un pianeta, taglia

il piano principale, contenente le due coordinate del sistema di riferimento, quando la terza coordinata del satellite è crescente (o discedente) al passaggio per questo punto. Per un satellite della Terra il piano principale del sistema di riferimento è il piano dell'equatore e la terza coordinata cresce partendo dall'emisfero sud verso l'emisfero nord.

Orbita circolare - (orbite circulaire) - Orbita del satellite per cui la distanza del centro di gravità del satellite dal corpo principale rimane costante.

Orbita ellittica - (orbite elliptique) - Orbita del satellite per cui la distanza del centro di gravità del satellite dal corpo principale non è costante.

Orbita equatoriale - (orbite équatoriale) - Orbita del satellite il cui piano coincide con quello dell'equatore del corpo principale.

Orbita inclinata - (orbite inclinée) - Orbita del satellite che non è equatoriale.

Orbita polare - (orbite polaire) - Orbita con inclinazione di 90°. L'orbita polare contiene l'asse dei poli del corpo principale.

Apoastro - (apoastre) - Punto dell'orbita di un satellite (o di un pianeta), situato alla massima distanza dal centro di gravità del corpo principale.

Periastro - (périastre) - Punto dell'orbita di un satellite (o di un pianeta) situato alla minima distanza dal centro di gravità del corpo principale.

Apogeo - (apogée) - Punto dell'orbita di un satellite della Terra situato alla massima distanza dalla Terra. L'apogeo corrisponde all'apoastro di un satellite della Terra.

Perigeo - (périgée) - Punto dell'orbita di un satellite della Terra situato ad un minimo di distanza dal centro della Terra. Il perigeo corrisponde al periastro di un satellite della Terra.

Altitudine dell'apogeo-perigeo - (altitude de l'apogée-perigée) - L'altitudine dell'apogeo (perigeo) al di sopra di una superficie di riferimento specificata.

Periodo anomalistico - (période anomalistique) - Intervallo di tempo compreso fra due passaggi consecutivi di un satellite (o di un pianeta) al suo periastro.

Periodo nodale - (période nodale) - Intervallo di tempo compreso fra due passaggi consecutivi di un satellite (o di un pianeta) sul nodo ascendente.

Satellite in fase - (satellite en phase) - Satellite il cui centro di gravità avente una data posizione desiderata in rapporto ad altri satelliti ad un punto della Terra, o qualsiasi altro punto di riferimento, in modo che il centro della Terra abbia il Sole allo zenit.

Satellite con comando di orientamento - (satellite à commande d'orientation) - Satellite il cui asse sia mantenuto in una direzione specificata, per esempio, in direzione del centro della Terra, del Sole o di qualsiasi altro punto dello spazio.

Satellite sincrono - (satellite synchrone) - Satellite il cui periodo siderale medio di rivoluzione attorno al corpo principale, è uguale al periodo siderale di rotazione del corpo principale stesso attorno al suo asse. (Un satellite sincrono della Terra dovrà essere sincronizzato sul periodo siderale della Terra dove la lunghezza del giorno siderale medio è di circa 23 ore e 56 minuti).

Satellite sotto sincronizzato - (satellite sous-synchrone) - Satellite per il quale il periodo siderale di rotazione del corpo principale attorno al suo asse è un multiplo intero del periodo siderale medio di rivoluzione del satellite attorno al corpo principale.

Satellite stazionario - (satellite stationnaire) - Satellite sincrono avente orbita equatoriale, circolare e diretta. Un satellite stazionario resta fisso nel sistema di riferimento del corpo principale.

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

LA TELEVISIONE A COLORI

(Da « Radio Télévision Pratique » - Ottobre 1967)

La frequenza delle portanti dei segnali ad Alta Frequenza di trasmissione dei canali televisivi è indipendentemente dal genere della televisione stessa: sia essa in bianco e nero o a colori, solo una decisione ufficiale può precisare quali saranno le bande adottate.

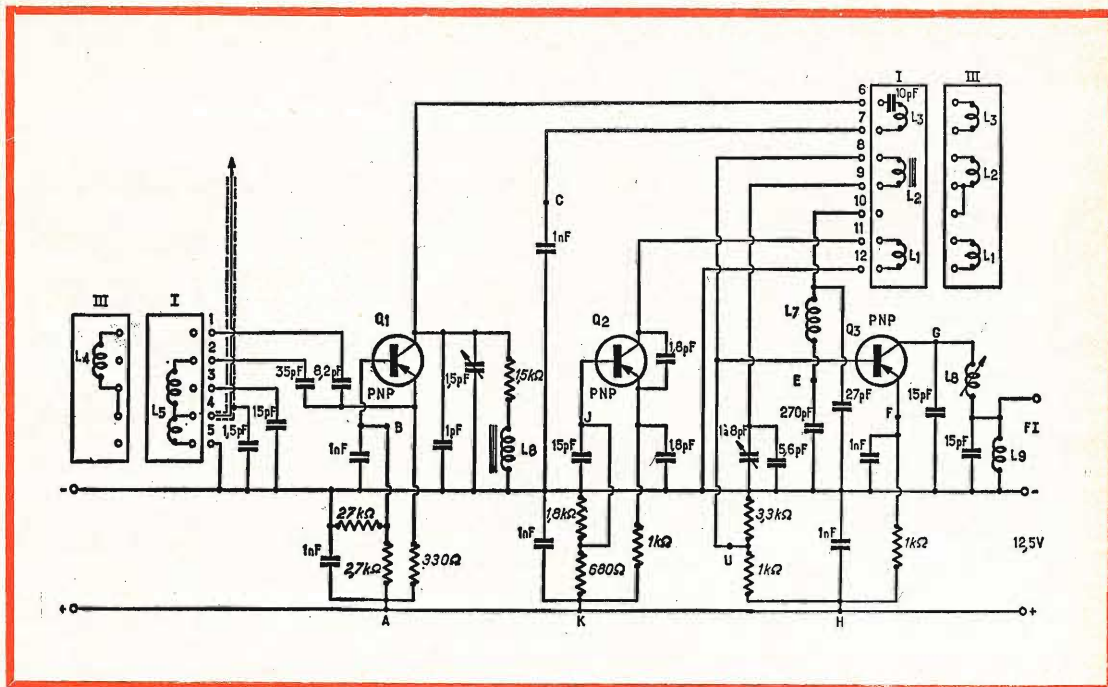
In Francia, la televisione a colori viene trasmessa — fino a nuovo ordine — soltanto in UHF (secondo canale), sebbene in altre Nazioni possa essere del pari trasmessa anche in VHF.

Lasciando da parte le complicazioni che sarebbero introdotte in un televisore a colori di tipo multistandard, o anche multi-sistema, permangono in Francia le situazioni critiche create dall'impiego di due diversi standard: a causa di ciò, i televisori sono — anche nel caso del colore — degli apparecchi in grado di funzionare sia a 625 righe, sia ad 819 righe, ed in due diverse bande: VHF ed UHF.

Dopo questa breve introduzione, che precisa quali sono i punti più salienti del problema, l'Autore considera le caratteristiche di progetto e di funzionamento del blocco VHF funzionante a transistori. Sotto questo aspetto, il circuito che riportiamo è del tipo a commutatore rotante, ed impiega tre transistori: Q1 è un amplificatore ad Alta Frequenza del tipo AF 180, Q2 è lo stadio oscillatore, ed è del tipo AF 186, e Q3 è lo stadio miscelatore, del tipo AF 106. Par ciascun canale è prevista una barretta a bobine ad induttanza variabile per l'accordo sullo stesso canale, ciò che consenta la migliore ricezione dei segnali di immagine e di suono.

Le parti del circuito racchiuse nel rettangolo contrassegnato I rappresentano una barretta destinata ad un canale della prima banda, mentre le parti racchiuse nel rettangolo contrassegnato III sono quelle di una barretta destinata alla ricezione di un canale in terza banda.

L'articolo esamina successivamente la parte del ricevitore destinata all'elaborazione del segnale audio, nonché quelle destinate all'amplificazione del segnale di Bassa Frequenza, ed all'amplificatore di Media Frequenza video.

L'intera dissertazione, ricca di dettagli, fornisce tutte le informazioni necessarie a comprendere i principi di funzionamento, nonché quelli realizzativi, del circuito descritto. Sotto l'aspetto pratico, l'articolo può essere quindi interessante in quanto rappresenta un esempio del quale

è opportuno tener conto agli effetti dello studio di circuiti del genere.

La nota conclude infine col fatto che — con questo apparecchio — si dispone del segnale video composto, contenente le informazioni di luminanza e di sincronizzazione, nel caso di trasmissioni in bianco e nero, mentre nel caso di trasmissioni a colori il segnale video contiene anche le informazioni di crominanza.

SUCCESSO A BERLINO DEI DIODI A CAPACITÀ VARIABILE

(Da « Components Standard » - Autunno 1967)

Sebbene non si tratti di una vera e propria novità, l'articolo inizia con una premessa secondo la quale il condensatore variabile non è più un componente essenziale nei vari tipi di ricevitori. Ciò è stato reso particolarmente evidente nell'esposizione di numerosi esemplari di semiconduttori ITT, alla recente mostra della Radio, tenutasi in Berlino.

Nella suddetta mostra, era presente un esemplare di ricevitore monocromatico per televisione, unitamente a vari modelli di ricevitori radio per onde medie, tutti a circuiti solidi, e nessuno dei quali era munito del condensatore variabile semplice o doppio, di tipo convenzionale, per il controllo della sintonia, sebbene questa fosse possibile per tutta l'estensione delle normali gamme di ricezione.

La serie degli apparecchi in mostra era stata disposta per annunciare il fatto che la ITT Semiconductors è l'unico fabbricante del mondo in grado di offrire diodi per la variazione della sintonia, in modelli che coprono l'intera gamma delle frequenze radio, fino ad un massimo di 1.000 Megahertz.

Sebbene l'opinione espressa dalla rassegna citata, nella sua edizione europea, sia completamente gratuita, in quanto ci risulta che altre fabbriche producano semiconduttori che si prestano al medesimo tipo di impiego, riteniamo la notizia del pari interessante, come pure riteniamo tali gli argomenti considerati.

RICEVITORE TV A COLORI FUNZIONANTE IN PARTE A TRANSISTORI

(Da « Télévision » - Novembre 1967)

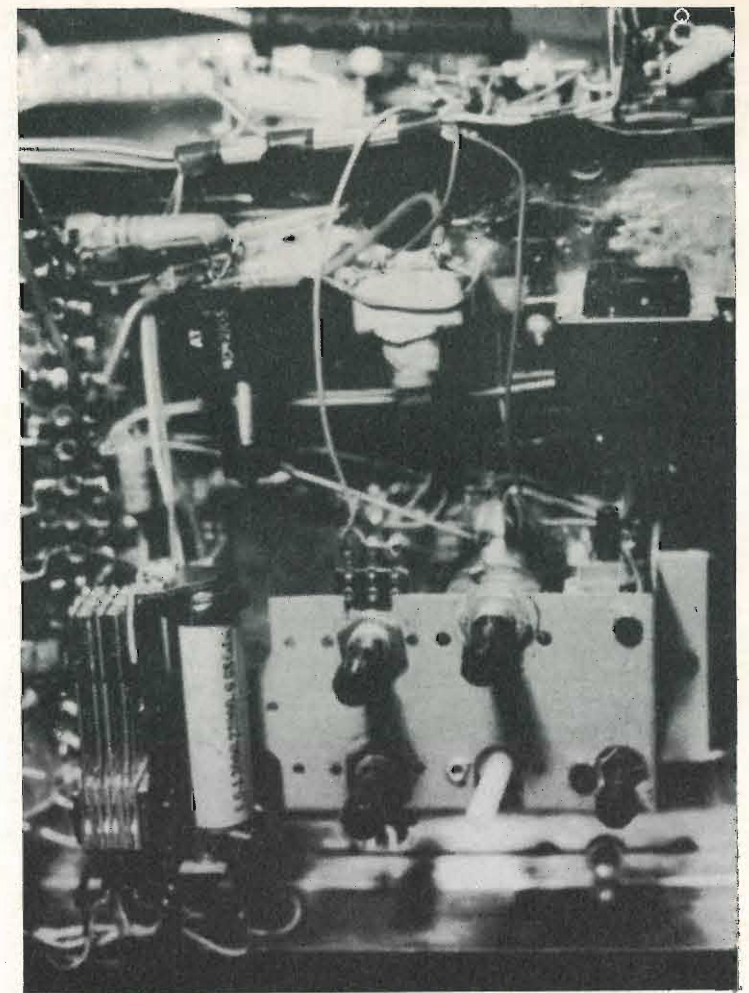
A seguito del progredire simultaneo della tecnica di

fabbricazione e dei principi pratici di impiego dei semiconduttori, nonché dello studio della televisione a colori, numerosi sono i modelli recentemente introdotti sui vari mercati stranieri per la ricezione compatibile dei programmi televisivi in tricromia. Il modello « 777 Eméraude » descritto nell'articolo è infatti un apparecchio nel quale numerosi circuiti funzionano appunto a transistori.

In pratica, esso non contiene meno di 35 transistori e di 40 diodi, contro 15 sole valvole termoioniche, tra cui il cinescopio, e gli stadi preposti alla produzione ed allo smorzamento della tensione di polarizzazione dell'anodo finale.

Il cinescopio è un modello tricromatico, del tipo funzionante col sistema della maschera perforata, avente una diagonale che ammonta a 65 centimetri: il suo angolo di deflessione è di 90°.

L'apparecchio, del tipo a bi-definizione, è previsto per la ricezione dei programmi televisivi in bianco e nero, sia sullo standard di 819 righe, sia su quello di 625 righe, come pure per la ricezione dei programmi a colori a 625 righe in UHF, secondo il sistema SECAM.

La commutazione tra i diversi programmi viene effettuata semplicemente mediante due comandi: ciò che è bene notare è che in posizione UHF il sintonizzatore è munito di un selettore a memoria, equipaggiato con commutatori a pulsante che consentono la pre-regolazione su tre diverse emittenti. I suddetti pulsanti, quando vengono premuti, permettono di esplorare per intero la gamma UHF.

Essendo provvisto di numerosi circuiti a funzionamento automatico, questo tipo di televisore presenta la particolarità di mettere a disposizione dell'utente un numero assai limitato di comandi. Essi si riducono infatti praticamente all'interruttore di accensione, al selettore UHF/VHF, ed alle regolazioni associate ai due canali, nonché ai potenziometri per la regolazione del contrasto, della luminosità, del volume e del tono, questi ultimi relativi alla sola sezione di Bassa Frequenza.

Il ricevitore presenta però dimensioni notevoli, ossia di centimetri 92,5 di larghezza, per 52,5 di altezza, per 45,7 di profondità, e pesa approssimativamente 60 chilogrammi. L'insieme dei circuiti è montato su di uno chassis verticale ribaltabile, articolato lungo lo spigolo inferiore, il che consente di effettuare facilmente e con la massima semplicità tutte le misure necessarie alla verifica del buon funzionamento dei suoi numerosi circuiti.

La fotografia che qui riproduciamo mette in evidenza una parte del circuito inter-

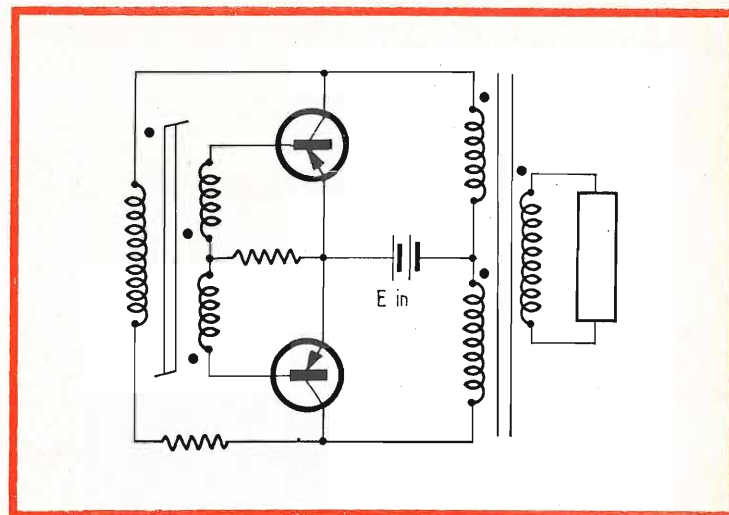
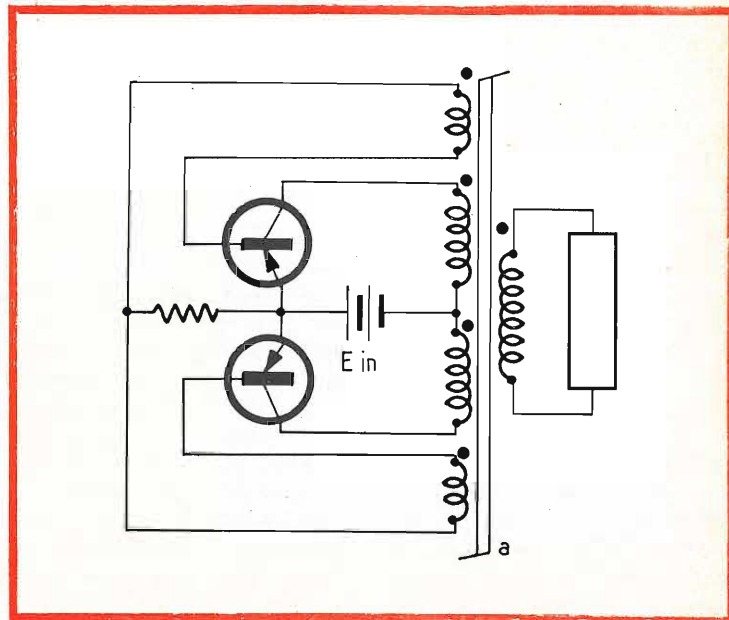
no, nella quale risultano visibili i comandi di tenuta dei sincronismi orrizzontale e verticale, come pure quelli tramite i quali si provvede alla regolazione dell'altezza dell'immagine in senso verticale: essi sono disposti sul resto dell'apparecchio, e precisamente dietro allo schermo posteriore di protezione. Tali comandi, facenti parte di circuiti a regolazione automatica, non sono accessibili all'utente.

Un'ultima particolarità interessante di questo ricevitore è che l'altoparlante è sistemato sul fianco destro dell'apparecchio, al di sotto dei diversi comandi a disposizione dell'utente per la messa a punto nei confronti del canale scelto, oltre al fatto che è stato previsto uno sportello con chiusura a chiave, il che permette di impedire che il ricevitore venga messo in funzione da mani inesperte.

L'articolo viene concluso in una seconda puntata sul numero successivo di Dicembre della medesima rassegna.

I CONVERTITORI DI ENERGIA DA CONTINUA A CONTINUA

(Da « Toute l'électronique » - Ottobre 1967)

Il problema di ottenere una tensione di alimentazione di valore elevato, usufruendo esclusivamente di una sorgente di alimentazione a corrente continua di basso valore, quale può essere una batteria di pile o di accumulatori, è sempre all'ordine del giorno, in particolare per quanto riguarda la realizzazione di televisori portatili, per i quali è necessario disporre di una tensione estremamente elevata per l'alimentazione del cinescopio.

Come abbiamo visto in varie occasioni, questo problema può essere risolto semplicemente creando uno stadio oscillatore che — alimentato dalla sorgente a corrente continua disponibile — produca delle oscillazioni a frequenza sufficientemente bassa da consentirne l'elevazione in tensione ad opera di un normale trasformatore. In tal caso, il rapporto tra il numero delle spire primarie e secondarie può essere calcolato in modo tale da ottenere in uscita la tensione alternata che si desidera. Quest'ultima può essere successivamente rettificata e filtrata, in modo da riassumere le caratteristiche di una

tensione continua, di valore assai superiore a quello della tensione continua originale fornita dalla sorgente.

Le due figure che qui riportiamo rappresentano due tipi di circuiti, in entrambi i quali vengono impiegati due transistori per costituire uno stadio di oscillazione funzionante in controfase, con alimentazione a batteria. Entrambi i circuiti di accordo e di reazione costituiscono lo intero primario di un trasformatore, al cui secondario è disponibile la tensione alternata di valore elevato. Il rettangolo collegato simbolicamente all'uscita di questo secondario contiene ovviamente gli elementi di rettificazione di filtraggio (che rendono disponibile la tensione continua di uscita di valore elevato) e rappresenta contemporaneamente il carico di utilizzazione della tensione prodotta.

La lettura di questo articolo presenta indubbi aspetti interessanti per coloro che si occupano della realizzazione di apparecchiature portatili o per l'installazione sui mezzi mobili, per la cui alimentazione occorrano tensioni di valore maggiore di quello che può essere normalmente fornito da batterie di pile o di accumulatori.

TRANSISTORI PER AF CON PROPRIETÀ DI REGOLAZIONE CAG DIRETTO

(Da « Composants Electroniques » - Ottobre 1967)

Gli stadi di ingresso dei sintonizzatori funzionanti nella gamma di frequenze compresa tra 40 ed 850 MHz, e gli stadi di Media Frequenza funzionanti nella gamma compresa tra 30 e 50 MHz, costituiscono i campi principali di impiego dei transistori adatti al funzionamento come stadi di amplificazione con CAG (controllo automatico del guadagno) di tipo diretto.

Il guadagno di potenza di un transistore del tipo a controllo automatico di volume diretto raggiunge un valore massimo con una corrente di collettore di qualche milliampère, dopo di che diminuisce rapidamente quando la corrente di collettore aumenta di intensità. La suddetta corrente di collettore ammonta approssimativamente a 10 milliampère in corrispondenza del massimo effetto di regolazione: il punto di funzionamento del transistore viene spostato lungo una retta di carico durante la regolazione. Questa operazione esige l'impiego di una resistenza di valore compreso tra 500 ohm e 2.000 ohm, con una tensione fornita dalla batteria di alimentazione B_U pari a 12 volt.

La tensione continua del collettore, il cui valore diminuisce quando l'intensità della corrente di collettore aumenta, favorisce la regolazione in caso di riduzione del guadagno di potenza V_P, maggiore di 25 dB approssimativamente. I transistori del tipo a controllo automatico di guadagno diretto, contrariamente a quelli per il controllo automatico di guadagno inverso, agli effetti dei quali si ha una regolazione di tensione pura, funzionano con segnali di ingresso di notevole ampiezza, per un guadagno di potenza ridotto.

Un adattamento particolare del montaggio ai componenti si rende quindi necessario in quanto le resistenze di entrata e di uscita dei transistori

a guadagno regolabile variano notevolmente durante l'effetto di regolazione.

L'articolo ha inizio con alcune considerazioni sulle condizioni imposte ai transistori funzionanti in Alta Frequenza a guadagno regolabile: esse derivano dal loro impiego nello stadio di Media Frequenza dei ricevitori per televisione. Allo stato attuale delle cose, il circuito con base a massa è previsto per gli stadi di ingresso, mentre il circuito con emettitore a massa è previsto comunemente per la realizzazione di stadi di amplificazione a Media Frequenza.

Per mettere in chiaro gli argomenti considerati, l'autore si serve di alcuni grafici, di cui quello che riproduciamo esprime la variazione del guadagno di potenza V_{pb} in funzione dell'intensità della corrente di collettore I_C, in riferimento ai tipi di transistori citati, con una frequenza di 200 MHz del segnale applicato all'ingresso del circuito di amplificazione, di cui riproduciamo lo schema.

Dopo aver espresso interessanti punti di vista in merito al principio in base al quale i transistori per CAG diretto effettuano la regolazione del guadagno, l'Autore si intrattiene sulla variazione ottimale del guadagno di potenza da parte dei transistori di questo tipo. Vengono successivamente esaminati i procedimenti tecnologici di produzione di un trasmettitore ad iniezione eterogenea, nonché i risultati di misure e del rilevamento di caratteristiche di diversi transistori a guadagno regolabile.

La nota è corredata anche di due interessanti microfotografie, di cui una in bianco e nero ed una a colori, illustranti le caratteristiche interne del cristallo, che si producono a seguito del procedimento di fabbricazione per lega.

CIRCUITI CON TRANSISTORI AD EFFETTO VALANGA

(Da « Electronics World » - Settembre 1967)

Grazie all'uso di questi particolari tipi di transistori adatti all'impiego nei circuiti di commutazione, è possibile produrre impulsi estremamente rapidi, e con elevati livelli della potenza di uscita.

Si tratta di un articolo di valore didattico notevole, nel quale vengono considerati da un punto di vista teorico i circuiti basilari, per poi considerare la tecnica degli impulsi di commutazione, nonché i principi della stabilizzazione della linea di ritardo e dell'elaborazione di impulsi ad ampiezza variabile.

Ovviamente, si tratta di un argomento assai approfondito, forse accessibile soltanto a chi conosce l'elettronica non soltanto dal punto di vista della pratica di laboratorio. Comunque, data la attualità dell'argomento, ne consigliamo la lettura a coloro che sono interessati.

INVOLUCRI PER ALTOPARLATI STEREO

(Da « High-Fi/Stereo Review » - Settembre 1967)

Il progressivo e continuo sviluppo derivante dalla diffusione degli impianti ad alta fedeltà nella nostra Nazione impone un costante e continuo aggiornamento per quanto riguarda le novità che si manifestano in questo campo specifico.

Per coloro che svolgono una attività in questo ramo dell'elettronica, consigliamo quindi la lettura di questo articolo, pubblicato sulla nota rivista americana, nella quale vengono presentate numerose idee agli effetti della realizzazione e dell'installazione di casse acustiche per altoparlanti, in vari tipi di applicazioni e di impianti di amplificazione stereo.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

UNIVERSALITÀ DELLA SCIENZA

Ci siamo mai chiesti perchè la scienza attira con forza irresistibile l'umanità?

La risposta che si presenta spontaneamente è questa: perchè la scienza soddisfa il bisogno di conoscenza. Come insegnano gli economisti, il bisogno è il senso della mancanza di qualche cosa.

Ma il bisogno di conoscenza appartiene ad un mondo superiore, perciò non è mai soddisfatto; anzi, più sappiamo e più vorremmo sapere. La conoscenza è come una sfera luminosa la cui superficie si dilata secondo il quadrato del raggio.

Ma poichè il mistero in cui penetra è immanente, più grande è la sfera, più ampio è il cerchio d'ombra nel quale ci troviamo. Il mistero è lo spazio vitale della nostra coscienza. Questo fermento dello spirito è comune a tutti gli uomini, e non si mescola con altre sensazioni o convinzioni. Il linguaggio degli scienziati è universale. Quando uno scienziato affronta un argomento di studio per prima cosa cerca nella bibliografia ciò che è già stato fatto nel resto del mondo intorno al fenomeno che lo interessa in quel momento. Questo collegamento invisibile fra gli uomini di elevato intelletto è un elemento unificatore più forte di qualunque ideologia dottrinaria; è un fattore di concordia e d'intesa che trascende ogni barriera. Se imparassimo tutti, in ogni latitudine e longitudine, a meditare su questi concetti, vivremmo più tranquilli. E, forse, più felici.

SIAMO CAMBIATI

In dieci anni siamo cambiati radicalmente. Noi non ce ne siamo accorti, ma il nostro modo di concepire l'universo è modificato in soli due lustri. Pensate che il raggiungimento della luna era ancora avvolto nell'aura fiabesca appunto una decina di anni fa o poco più. Oggi abbiamo fatto tali progressi che, quando il primo uomo sarà sceso sulla luna, la nostra sorpresa sarà ridotta a zero. Anzi, rimarremmo sorpresi se nei prossimi anni non accadesse nulla di straordinario.

Siamo ormai convinti, e a buon diritto, che le conoscenze acquisite in questi pochi anni, da quando ha avuto inizio l'era spaziale, saranno il fondamento di sistemi

allora non c'è che il nuovo nastro magnetico Scotch DYNARANGE

- **minimo rumore di fondo**
- **maggiore fedeltà di registrazione**
- **minore costo**

Il nastro magnetico SCOTCH Dynarange può darvi registrazioni di qualità professionale anche con un comune registratore: perché? Perché SCOTCH Dynarange possiede caratteristiche che i normali nastri magnetici in commercio non possiedono.
Minimo rumore di fondo: potete ascoltare le vostre registrazioni anche ad alto volume senza il disturbo causato dal rumore di fondo e senza alterazioni nella riproduzione dei suoni.
Maggiore fedeltà di registrazione: SCOTCH Dynarange è così sensibile che registra fedelmente e senza distorsioni qualsiasi gamma di suoni, anche i più acuti.
Minore costo: l'assenza di rumore di fondo e la sensibilità di SCOTCH Dynarange consentono perfette registrazioni senza ricorrere alle alte velocità, e persino alla bassa velocità di 4,75 cm/sec. Questo vi permette di realizzare una notevole economia; infatti, registrando a bassa velocità, potete riversare in una sola bobina la musica che solitamente ne occupa due! SCOTCH Dynarange è rivestito di ossido « Superlife » autolubrificato al silicone che mantiene sempre pulite le testine del vostro registratore e le preserva dall'usura; l'ossido « Superlife » prolunga la durata del nastro di ben 15 volte rispetto ai nastri normali! Con SCOTCH Dynarange scoprirete nel vostro registratore capacità di registrazione che non sospettavate neppure!

3M MINNESOTA ITALIA